



## **Conception d'un Système de Commande Capacitifs pour Mini-Bateau**

Conditionneur et interface STM32 pour commande capacitive  
de servo-moteurs

**AHNANI Ali OSMAN Fares**

Juin 2025

# Contents

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>5</b>
	Organisation du mémoire . . . . .	7
<b>2</b>	<b>Conception du capteur capacitif</b>	<b>8</b>
2.1	Principe de fonctionnement capacitif . . . . .	8
2.2	Une première approche : le condensateur plan . . . . .	9
2.2.1	Le plan infini chargé en surface . . . . .	9
2.3	Principe physique et modélisation du capteur en tenant compte de la géométrie de la main . . . . .	13
2.4	Effet de la géométrie sur le potentiel et la capacité mesurée . . . . .	16
2.5	Simulation de la capacité en fonction de la distance (COMSOL) . . . . .	17
2.6	Modèle électrique équivalent du capteur capacitif : approche HBA . . . . .	19
<b>3</b>	<b>Étude et Validation du Conditionneur Capacitif</b>	<b>20</b>
3.1	Principe et Fonctionnement Théorique . . . . .	20
3.1.1	Génération de la référence 2.5V (zone rouge) . . . . .	22
3.1.2	Générateur de courant à courant constant (Zone verte) . . . . .	23
3.1.3	Comparateur à hystérésis (Zone bleue) . . . . .	25
3.2	Simulation du conditionneur capacitif sous PartQuest . . . . .	28
3.3	Réalisation du circuit conditionneur sur KiCad . . . . .	29
3.4	Étude expérimentale du conditionneur . . . . .	30
3.4.1	Contrôle des alimentations et de la référence . . . . .	30
3.4.2	Mesure de la capacité parasite du montage . . . . .	30
3.4.3	Analyse des signaux sur les points de test . . . . .	31
3.4.4	Test de détection par électrode et influence de la masse . . . . .	31
<b>4</b>	<b>Récupération des fréquences et commande des servomoteurs avec le STM32</b>	<b>32</b>
4.1	Mesure des fréquences via les callbacks . . . . .	32
4.1.1	Organigrammes de traitement . . . . .	33
4.2	Commande des servomoteurs par PWM . . . . .	35
4.2.1	Calcul des capacités et génération des commandes PWM . . . . .	35
4.3	Validation expérimentale sur banc d'essai . . . . .	38
<b>5</b>	<b>Détection de collision par capteur piézoélectrique</b>	<b>40</b>
5.1	Principe de fonctionnement . . . . .	40
5.1.1	Modèle mathématique . . . . .	41

5.2	Intégration dans le système robotique . . . . .	41
5.2.1	Traitement du signal par le STM32 . . . . .	41
5.2.2	Description du programme . . . . .	42
5.3	Limites du capteur piézoélectrique pour la détection de déchets . . . . .	43
<b>6</b>	<b>Conception de la maquette 3D sous Autodesk Maya</b>	<b>44</b>
6.1	Workflow de modélisation . . . . .	44
6.2	Aperçus de la scène . . . . .	45
<b>7</b>	<b>Perspectives : vers une télécommande sans-fil complète</b>	<b>46</b>
7.1	Fonctionnalité non aboutie : la liaison Bluetooth sur l'UART . . . . .	46
7.2	Modèle hybride capteur capacitif–Bluetooth . . . . .	47
7.3	Plan d'implémentation . . . . .	48
<b>8</b>	<b>Proposition d'une architecture alternative</b>	<b>49</b>
8.1	Avantages de l'approche alternative . . . . .	50
8.2	Perspectives . . . . .	50
<b>9</b>	<b>Conclusion et perspectives futures</b>	<b>51</b>

# List of Figures

1.1	Système de collecte de déchets flottants en mer (source : The Ocean Cleanup)	5
1.2	Commande capacitive latérale (vue de côté) . . . . .	6
1.3	Vue 3D avec zones de commande et moteurs . . . . .	6
2.1	Principe de fonctionnement d'un capteur capacitif : influence de la main sur la capacité . . . . .	8
2.2	Champ et potentiel d'un cylindre infini chargé en volume de rayon $R$ . On constate que le potentiel est dérivable en tout point alors que le champ ne l'est pas (car le champ est la dérivée du potentiel). . . . .	9
2.3	Symétries du plan infini. . . . .	10
2.4	Surface de Gauss du plan infini. . . . .	10
2.5	Un condensateur plan constitué de deux plans infinis. Les champs créés par chacun des plans séparément sont représentés. La norme de tous ces champs est identique et vaut $\sigma/(2\epsilon_0)$ . . . . .	12
2.6	Simulation Python du champ électrostatique radial (modèle coplanaire) : flèches représentant la direction et l'intensité locale du champ entre deux électrodes planes. . . . .	15
2.7	Visualisation conjointe du potentiel perturbé (gauche) et de la dépendance de la capacité au champ électrique (droite). . . . .	16
2.8	Visualisation du champ électrique dans COMSOL pour un capteur capacitif	17
2.9	Capacité simulée en fonction de la distance entre les électrodes (résultats COMSOL) . . . . .	18
2.10	Modèle électrique équivalent du capteur capacitif (HBA) . . . . .	19
3.1	Schéma du conditionneur avec repérage fonctionnel des sous-circuits . . . . .	20
3.2	Pont diviseur de tension suivi d'un suiveur d'impédance . . . . .	22
3.3	Montage source de courant commandé en tension utilisé pour charger la capacité . . . . .	23
3.4	Comparateur à hystérésis avec rétroaction positive . . . . .	25
3.5	Sortie du conditionneur capacitif : signal carré obtenu après comparaison entre la tension du capteur (dents de scie) et la tension de référence. Ce signal pourra être traité par un microcontrôleur. . . . .	28
3.6	Implantation du circuit imprimé du conditionneur capacitif réalisée sous KiCad . . . . .	29
3.7	Fréquence d'oscillation mesurée en l'absence de capacité connectée . . . . .	30
3.8	Mesures expérimentales sur les différents points du conditionneur capacitif	31

4.1	Séquence de capture pour le canal 1 . . . . .	33
4.2	Séquence de capture pour le canal 3 . . . . .	34
4.3	Connexion d'un servomoteur au microcontrôleur STM32 Nucleo . . . . .	35
4.4	Algorithme principal : calculs de capacité, affichage . . . . .	36
4.5	Algorithme principal : commande moteur avec les 2 premiers seuils . . . . .	36
4.6	Algorithme principal : commande moteur avec les 3 seuils suivant et le cas d'arrêt . . . . .	37
4.7	Banc d'essai complet : STM32 Nucleo, breadboard, électrodes capacitatives et servomoteurs. . . . .	38
5.1	Principe du capteur piézoélectrique utilisé pour détecter les collisions . . . . .	40
5.2	Organigramme de lecture et affichage de la tension du capteur piézoélectrique via le STM32 . . . . .	42
5.3	Effet des vagues sur les signaux du capteur piézoélectrique . . . . .	43
6.1	Vue d'ensemble dans l'interface Maya 2025 : outliner, viewport et histogramme de timeline utilisés uniquement pour le positionnement. . . . .	45
6.2	Rendu clay – la géométrie finale après lissage léger. Les roues à aubes sont bien alignées avec l'axe médian ; la cheminée et le pont recevront la caméra et l'électronique. . . . .	45
7.1	Concept : bateau télécommandé par Bluetooth avec caméra frontale. . . . .	47
8.1	Schéma d'un drone détectant des déchets en surface . . . . .	50

# 1

## Introduction

### Vers une navigation intuitive au service de l'environnement

Aujourd’hui, plus de 12 millions de tonnes de déchets plastiques finissent chaque année dans les océans. Cette pollution menace les écosystèmes marins, l’économie des littoraux, et la santé humaine. Face à ce fléau, des initiatives majeures ont vu le jour, comme celle de *The Ocean Cleanup*, qui déploie des bateaux équipés de filets flottants pour collecter les déchets dérivants.



Figure 1.1: Système de collecte de déchets flottants en mer (source : The Ocean Cleanup)

Notre projet s'inscrit dans cette même dynamique de dépollution marine, mais à une échelle miniature, pédagogique et interactive. Il s'agit de concevoir un prototype de bateau contrôlé par de simples gestes des mains, sans contact direct ni télécommande. L'objectif est double : proposer une méthode de pilotage innovante et intuitive, tout en illustrant des principes de physique appliquée (capacité, fréquence, conversion analogique-numérique).

Imaginez un enfant posant ses mains de part et d'autre d'un petit bateau posé sur l'eau. Aucun bouton, aucun joystick. Et pourtant, le bateau commence à avancer dès qu'une main s'approche d'un flanc. Il tourne si l'on rapproche une seule main. L'interaction est naturelle, fluide, presque magique. Et pourtant, elle repose sur un phénomène bien réel : la variation de capacité.

## Un système interactif fondé sur des principes capacitifs

Le cœur du système repose sur deux **capteurs capacitifs latéraux**, chacun constitué d'une *électrode fixée sur la coque* et de la *main humaine* comme armature flottante. En fonction de la proximité de la main, la capacité change. Cette variation est convertie en fréquence à l'aide d'un conditionneur analogique. La carte **STM32 Nucleo** mesure ensuite les fréquences issues de chaque capteur, les interprète, et pilote deux **servomoteurs** : l'un à gauche, l'autre à droite. Leur activation différentielle permet au bateau de tourner, tandis que leur activation simultanée provoque une avancée en ligne droite.

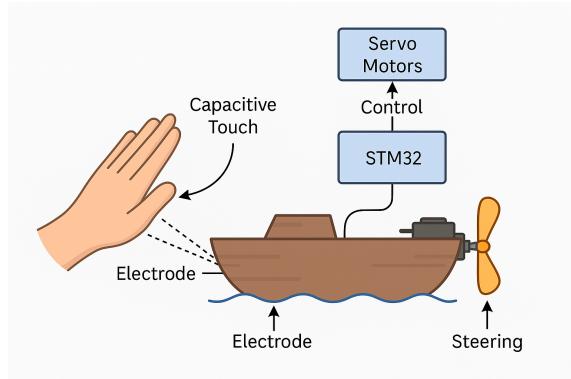


Figure 1.2: Commande capacitive latérale (vue de côté)

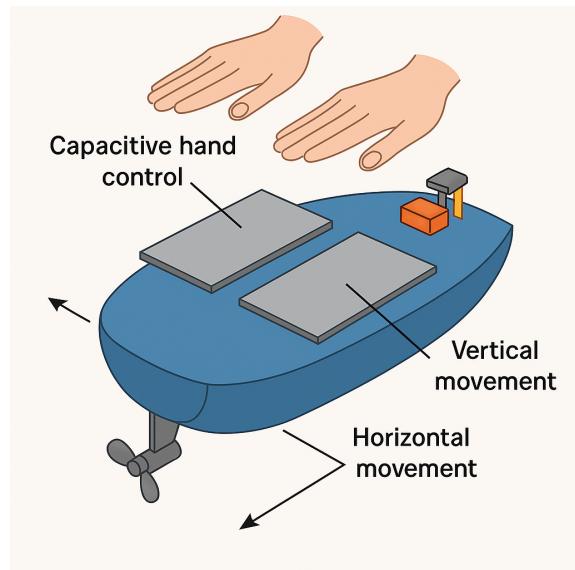


Figure 1.3: Vue 3D avec zones de commande et moteurs

Ce mode de pilotage, sans contact physique, présente plusieurs avantages :

- une **simplicité mécanique** accrue (pas de télécommande, pas de joystick),

- une **étanchéité totale** du système (aucune interface fragile),
- une **forte valeur pédagogique** (illustration des phénomènes capacitifs et de leur traitement numérique),
- une **interactivité ludique** accessible à tous les âges.

Ce projet met ainsi en œuvre des compétences en électronique analogique, en programmation embarquée, et en modélisation des phénomènes physiques, pour répondre à une problématique actuelle : la collecte des déchets en mer par des moyens innovants, simples et éducatifs.

## Organisation du mémoire

Ce mémoire est structuré en cinq chapitres permettant de comprendre, concevoir et valider le système de commande capacitive d'un bateau miniature autonome, complété par un module de détection de collision :

- Le **chapitre 2** présente le *principe des capteurs capacitifs*, leur modélisation théorique et géométrique, ainsi que les résultats de simulations réalisées sous COMSOL.
- Le **chapitre 3** est consacré à l'*étude du conditionneur analogique*, convertissant la variation de capacité en un signal de fréquence. Il inclut la simulation, la réalisation sur KiCad, et la validation expérimentale.
- Le **chapitre 4** aborde l'*exploitation numérique des signaux* : récupération des fréquences par le microcontrôleur STM32, calcul des capacités, et commande des servomoteurs via PWM.
- Le **chapitre 5** traite d'un module complémentaire de *détection de collision* basé sur un capteur piézoélectrique, son intégration, ses limites, et des solutions alternatives (drone autonome, pilotage GPS).

Chaque partie vise à démontrer l'intérêt de la commande capacitive dans des environnements contraints, en mettant l'accent sur la simplicité d'usage, l'intuitivité, et la robustesse des traitements mis en œuvre.

## 2

# Conception du capteur capacitif

Ce chapitre présente la conception physique, mathématique et fonctionnelle du capteur capacitif utilisé pour détecter la proximité de la main humaine dans notre projet.

## 2.1 Principe de fonctionnement capacitif

Le capteur capacitif repose sur la variation de la capacité à l'approche d'un objet conducteur (ici la main) vis-à-vis d'une **électrode fixe**. Lorsqu'un conducteur humain approche une surface conductrice reliée à un circuit de détection, un champ électrique se crée entre les deux entités, et cette capacité varie en fonction de la distance. Cette capacité est notée  $C_x$  et s'ajoute à une capacité parasite  $C_g$  liée à l'environnement.

La figure suivante montre le fonctionnement du principe capacitif à travers une configuration à deux **électrodes** : l'une dite de *Drive* (excitation), et l'autre de *Sense* (détection). La capacité mesurée dépend de la position de la main :

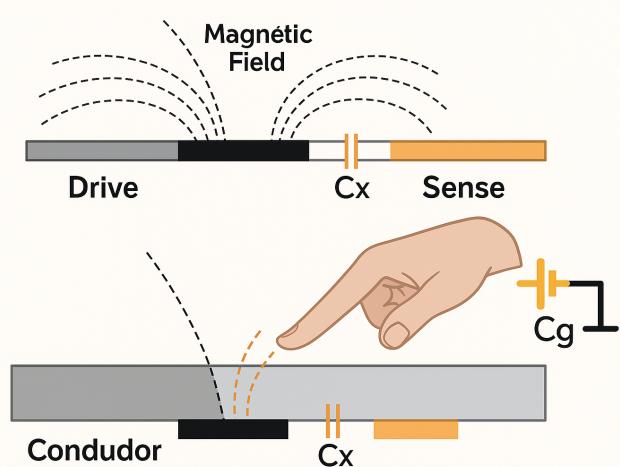


Figure 2.1: Principe de fonctionnement d'un capteur capacitif : influence de la main sur la capacité

Lorsque la main approche de l'électrode *Drive*, le champ électrique est modifié, et la capacité entre les plaques (ou entre la main et la plaque) augmente. Cette variation est exploitée par un circuit conditionneur qui transforme  $C_x$  en un signal analogique ou fréquentiel, interprétable par un microcontrôleur.

Dans le cas de notre projet, deux capteurs capacitifs sont placés latéralement sur le bateau. L'approche de la main droite ou gauche permet de moduler l'activité des deux moteurs, pilotés différemment selon les capacités mesurées. Ce fonctionnement sera détaillé dans les sections suivantes.

## 2.2 Une première approche : le condensateur plan

Dans un premier temps, on suppose que la main se comporte comme une électrode plane, sans tenir compte de sa géométrie ; nous affinerons ensuite le modèle en intégrant celle-ci pour justifier la pertinence du modèle.

### 2.2.1 Le plan infini chargé en surface

Considérons un plan infiniment fin chargé en surface par la densité surfacique de charge  $\sigma$ . On se place en coordonnées cartésiennes, le plan  $x0y$  étant confondu avec le plan chargé.

#### Étude des invariances et des symétries

**Symétries :** Considérons n'importe quel plan orthogonal à la distribution de charge. Ce plan est plan de symétrie pour la distribution de charge. L'intersection de tous ces plans est l'axe  $Oz$  portée par le vecteur unitaire  $\vec{e}_z$ .

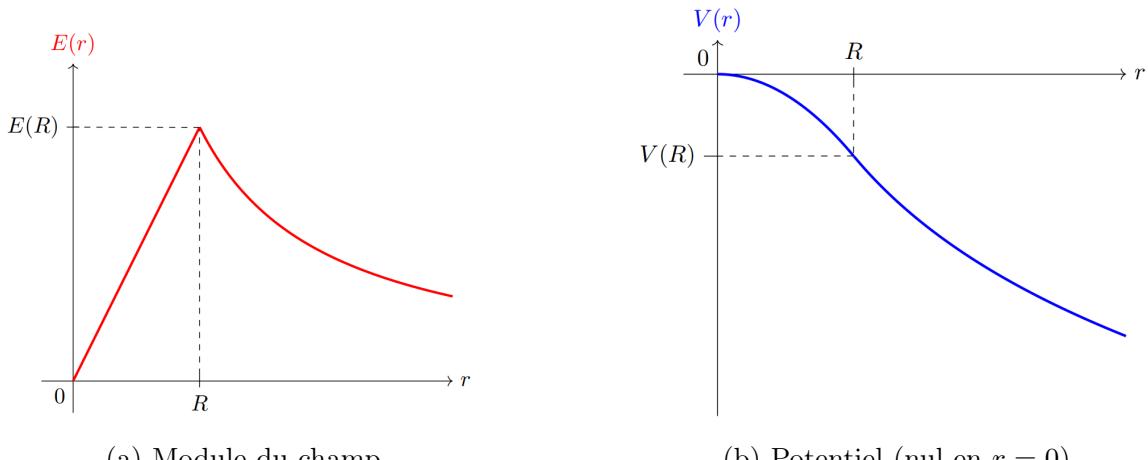


Figure 2.2: Champ et potentiel d'un cylindre infini chargé en volume de rayon  $R$ . On constate que le potentiel est dérivable en tout point alors que le champ ne l'est pas (car le champ est la dérivée du potentiel).

**Invariances :** Le plan est infini. La distribution de charge est invariante par toute translation selon  $Ox$  ou selon  $Oy$ . De plus, la charge est constante, le champ ne dépend donc pas du temps. Il vient

$$\vec{E}(M, t) = \vec{E}(z) = E(z) \vec{e}_z.$$

De plus, le plan de charge est lui-même un plan de symétrie pour la distribution. Ainsi, une inversion de l'axe  $\vec{e}_z$  laisse le système inchangé. Le champ électrique doit donc aussi respecter cette symétrie. On a donc

$$\vec{E}(z) = -\vec{E}(-z) \quad \text{soit} \quad E(z) = -E(-z).$$

Les symétries sont représentées [2.3](#).

### Application du théorème de Gauss

**Choix de la surface de Gauss :** Le système a un haut degré de symétrie. Le théorème de Gauss est adapté. La distribution de charge est singulière car le plan est infiniment fin. L'équation de Maxwell-Gauss n'est pas adaptée pour calculer le champ.

La surface de Gauss choisie est donc un cylindre  $C$  de rayon  $r$  et d'axe de symétrie  $Oz$  et de hauteur  $2z$ . Celle-ci est représentée à celle représentée figure [2.4](#).

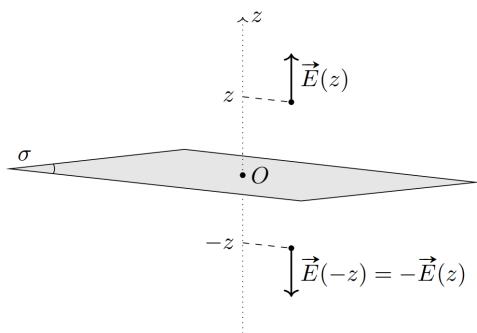


Figure 2.3: Symétries du plan infini.

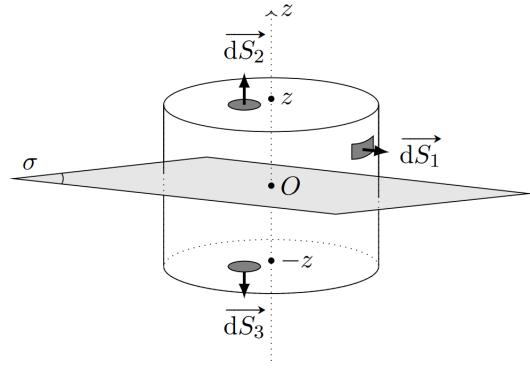


Figure 2.4: Surface de Gauss du plan infini.

**Application du théorème :** On calcule le flux de  $\vec{E}(M, t)$  sur la surface de Gauss. On a :

$$\begin{aligned} \iint_S \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S} &= \iint_{\text{Surface latérale}} \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S}_1 \\ &\quad + \iint_{\text{Face supérieure}} \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S}_2 \\ &\quad + \iint_{\text{Face inférieure}} \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S}_3. \end{aligned}$$

Or  $\vec{E}(M, t)$  est dirigé selon  $\vec{e}_z$  tandis que  $d\vec{S}_1$  est dirigé selon  $\vec{e}_r$ . Leur produit scalaire est donc nul : la face latérale ne contribue pas au flux du champ électrique. De plus

$\vec{E}(M, t) = E(z) \vec{e}_z$ ,  $d\vec{S}_2 = dS_2 \vec{e}_z$  et  $d\vec{S}_3 = -dS_3 \vec{e}_z$ . Il vient alors

$$\begin{aligned} \iint_S \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S} &= \iint_{\text{Face supérieure}} \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S}_2 + \iint_{\text{Face inférieure}} \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S}_3 \\ &= \iint_{\text{Face supérieure}} E(z) dS_2 + \iint_{\text{Face inférieure}} (-E(-z)) dS_3. \end{aligned}$$

Or, sur un disque situé en  $z$  ou  $-z$ , la valeur  $E(z)$  est constante et peut être sortie de l'intégrale. Il vient alors

$$\iint_S \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S} = E(z) \iint_{\text{Face supérieure}} dS_2 - E(-z) \iint_{\text{Face inférieure}} dS_3 = (E(z) - E(-z)) S,$$

où  $S$  est la surface transverse du cylindre.

En utilisant la propriété d'imparité  $E(z) = -E(-z)$  (issue de l'étude des symétries), on obtient finalement

$$\iint_S \vec{E}(M, t) \cdot d\vec{S} = 2E(z)S.$$

Par définition de la densité surfacique de charge on a  $Q_{\text{int}} = \sigma S$ . En appliquant le théorème de Gauss, il vient donc

$$\boxed{\vec{E}(z) = \begin{cases} \frac{\sigma}{2\varepsilon_0} \vec{e}_z, & \text{si } z > 0, \\ -\frac{\sigma}{2\varepsilon_0} \vec{e}_z, & \text{sinon.} \end{cases}}$$

On constate que le champ est discontinu, conséquence de la distribution singulière de charge. Si l'on remplace la surface par une plaque d'épaisseur non nulle, chargée uniformément en volume, la continuité du champ est rétablie.

---

## Calcul du potentiel électrique

La distribution de charges, et donc le champ électrique, sont indépendants du temps. Il est donc possible de calculer le potentiel électrique à l'aide de la formule  $\vec{E} = -\text{grad } V$ .

Comme  $\vec{E} = E(z) \vec{e}_z$ , seule la composante  $z$  du gradient est à considérer. Les dérivées partielles du potentiel suivant les autres variables sont donc nulles. On a alors

$$\text{grad } V = \frac{dV}{dz}(z) \vec{e}_z, \quad \text{et il faut donc résoudre } \frac{dV}{dz}(z) = -E(z).$$

La fonction  $E$  étant constante par morceaux, il vient directement

$$\boxed{V(z) = \begin{cases} -\frac{\sigma}{2\varepsilon_0} z + V_4, & \text{si } z > 0, \\ \frac{\sigma}{2\varepsilon_0} z + V_5, & \text{sinon.} \end{cases}}$$

avec  $V_4$  et  $V_5$  des constantes. Comme ce potentiel diverge à l'infini, on prend l'origine des potentiels en  $z = 0$ . Il vient alors  $V_4 = V_5 = 0$  et donc

$$\boxed{V(z) = \begin{cases} -\frac{\sigma}{2\varepsilon_0} z, & \text{si } z > 0, \\ \frac{\sigma}{2\varepsilon_0} z, & \text{sinon.} \end{cases}}$$

## Différence de potentiel entre deux plans infinis chargés

Considérons deux plans infinis parallèles chargés en surface séparés de la distance  $e$  représentée figure 2.5. Un plan est chargé avec une densité surfacique  $\sigma$  et l'autre avec  $-\sigma$  de sorte que la charge totale du système est nulle.

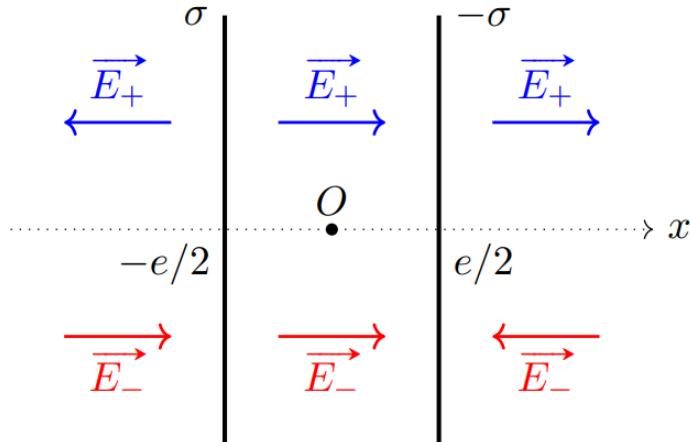


Figure 2.5: Un condensateur plan constitué de deux plans infinis. Les champs créés par chacun des plans séparément sont représentés. La norme de tous ces champs est identique et vaut  $\sigma/(2\epsilon_0)$ .

Comme c'est représenté figure 2.5, chaque plan infini rayonne un champ électrostatique étudié dans la partie précédente ; il vient donc

$$\vec{E}_+(x) = \begin{cases} \frac{\sigma}{2\epsilon_0} \vec{e}_x, & \text{si } x > -e/2, \\ -\frac{\sigma}{2\epsilon_0} \vec{e}_x, & \text{si } x < -e/2, \end{cases}$$

$$\vec{E}_-(x) = \begin{cases} -\frac{\sigma}{2\epsilon_0} \vec{e}_x, & \text{si } x > e/2, \\ \frac{\sigma}{2\epsilon_0} \vec{e}_x, & \text{si } x < e/2. \end{cases}$$

Par principe de superposition, on en déduit le champ total  $\vec{E}(x) = \vec{E}_+(x) + \vec{E}_-(x)$ , soit :

$$\vec{E}(x) = \begin{cases} \frac{\sigma}{\epsilon_0} \vec{e}_x, & \text{si } |x| < \frac{e}{2}, \\ \vec{0}, & \text{sinon.} \end{cases}$$

De même, par un calcul direct en calculant la circulante de ce champ ou en réutilisant les potentiels de la partie précédente, on en déduit

$$U = V_+ - V_- = V\left(-\frac{e}{2}\right) - V\left(\frac{e}{2}\right) = - \int_{e/2}^{-e/2} \frac{\sigma}{\epsilon_0} dz = \frac{\sigma e}{\epsilon_0}.$$

## Modèle du condensateur plan

Un condensateur plan est constitué de deux armatures de surface  $S$ , l'une chargée positivement  $+Q$  et l'autre négativement  $-Q$ .

Pour calculer le champ entre les deux armatures, on suppose qu'elles sont suffisamment proches pour qu'il soit possible de négliger les effets de bord des plaques. Ainsi, on admet que le modèle précédent de deux plaques infinies décrit un condensateur réel. Dans ce cas, on a  $\sigma = Q/S$ .

Dans le cadre du modèle du condensateur plan, la différence de potentiel  $U = V_+ - V_-$  entre l'armature chargée positivement et l'armature chargée négativement vaut

$$U = \frac{e}{\varepsilon_0 S} Q.$$

**Rappel** Soient deux armatures conductrices, l'une chargée par  $+Q$  et l'autre chargée par  $-Q$ . Si les lignes de champs électriques issues de l'armature chargée positivement se terminent toutes sur l'armature chargée négativement, un condensateur se forme. On définit la **capacité du condensateur**  $C$  ainsi formé par la relation

$$C = \frac{Q}{U} > 0$$

avec  $U = V_+ - V_-$  la différence de potentiel entre les armatures.

Pour le modèle du condensateur plan, on trouve

$$C = \frac{\varepsilon_0 S}{e}$$

avec  $S$  la surface des armatures et  $e$  l'écart entre elles.

## 2.3 Principe physique et modélisation du capteur en tenant compte de la géométrie de la main

Lorsqu'un objet conducteur (ici la main) s'approche d'une électrode connectée à une source (électrode *Drive*), la distribution des lignes de champ électrique est perturbée. Cela modifie la capacité équivalente du système. Pour comprendre ce phénomène, on s'appuie sur l'expression fondamentale de la capacité dans le vide (c.f 2.2) :

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} \tag{2.1}$$

où  $C$  est la capacité,  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide,  $\varepsilon_r$  la permittivité relative du milieu (air, peau),  $A$  la surface effective des électrodes en interaction, et  $d$  la distance entre celles-ci.

Dans notre cas, la main ne constitue pas une électrode fixe mais un conducteur mobile qui perturbe le champ dans l'espace. Pour modéliser cette influence, on utilise l'approche

dite de *capacité distribuée*. Le champ électrique  $\vec{E}$  généré par une électrode de potentiel  $V$  dans un domaine  $\Omega$  vérifie :

$$\vec{E} = -\nabla V \quad (2.2)$$

et la densité volumique d'énergie électrostatique dans le milieu est donnée par :

$$w_e = \frac{1}{2}\varepsilon_0\varepsilon_r|\vec{E}|^2 \quad (2.3)$$

La capacité équivalente peut alors être définie par l'intégrale de cette énergie sur tout le domaine :

$$C = \frac{2}{V^2} \int_{\Omega} w_e(\vec{r}) dV = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_r}{V^2} \int_{\Omega} |\nabla V(\vec{r})|^2 dV \quad (2.4)$$

Cette formulation montre que toute modification géométrique (comme l'approche d'une main) modifie la répartition de  $V(\vec{r})$ , et donc la capacité mesurée.

## Application du théorème de Green dans le contexte capacitif

Le théorème de Green permet de relier une intégrale volumique sur un domaine  $\Omega$  à une intégrale surfacique sur sa frontière  $\partial\Omega$ . Dans le cas des capteurs capacitifs, ce théorème est particulièrement utile pour évaluer comment les conditions aux limites (présence d'un conducteur comme la main) influencent le potentiel électrostatique  $V(\vec{r})$  et donc la capacité.

Considérons le champ électrostatique  $\vec{E} = -\nabla V$  généré par une électrode portée à un potentiel  $V$  fixe. Si l'on applique le théorème de Green à la fonction  $V$  dans un volume  $\Omega$  contenant l'électrode et l'environnement proche :

$$\int_{\Omega} |\nabla V|^2 dV = \int_{\partial\Omega} V \frac{\partial V}{\partial n} dS - \int_{\Omega} V \Delta V dV \quad (2.5)$$

Or, dans le cas électrostatique,  $\Delta V = 0$  dans tout domaine sans charge (équation de Laplace), donc :

$$\int_{\Omega} |\nabla V|^2 dV = \int_{\partial\Omega} V \frac{\partial V}{\partial n} dS \quad (2.6)$$

Cela signifie que l'énergie électrostatique, et donc la capacité (voir équation 2.4), dépend uniquement de la valeur du potentiel  $V$  et de ses variations normales sur les surfaces entourant le domaine. Lorsque la main approche du capteur, elle agit comme une pseudo-électrode flottante, modifiant la géométrie de  $\partial\Omega$  et les valeurs de  $\frac{\partial V}{\partial n}$  sur ces nouvelles frontières.

Cela entraîne une redistribution des lignes de champ et une augmentation de l'énergie électrostatique stockée, donc une augmentation de la capacité mesurée. Cette formulation issue du théorème de Green donne ainsi une base rigoureuse à l'interprétation physique des capteurs capacitifs.

**Remarque.** Soient deux électrodes coplanaires, portées aux potentiels  $V_1$  et  $V_2$ , séparées d'une demi-ouverture angulaire  $\alpha = \pi$  (deux électrodes diamétralement opposées sur le plan). En coordonnées cylindriques, l'équation de Laplace donne pour le module du champ électrostatique radial :

$$E(r) = \frac{V_1 - V_2}{\pi r}, \quad r \geq r_{\min},$$

où  $r_{\min}$  est la distance minimale (demi-écart) entre les électrodes.

Le champ maximal atteint au centre du capteur vaut donc

$$E_c = E(r_{\min}) = \frac{V_1 - V_2}{\pi r_{\min}} = \frac{2(V_1 - V_2)}{\pi d},$$

avec  $d = 2r_{\min}$  l'écart entre électrodes.

*Conséquence* : pour une même différence de potentiel  $\Delta V = V_1 - V_2$ , l'intensité du champ au centre est inversement proportionnelle à la distance  $d$  :

$$E_c \propto \frac{1}{d}, \quad C_{\text{coup}} \propto \varepsilon_0 E_c \propto \frac{1}{d}.$$

Diminuer l'écart accroît donc linéairement la sensibilité du couplage capacitif, mais une valeur trop faible peut approcher le seuil de claquage ou accroître le bruit de surface ; le choix optimal consiste à prendre  $d$  aussi petit que possible tout en respectant les contraintes diélectriques et de fabrication.

Champ électrostatique radial (modèle coplanaire)

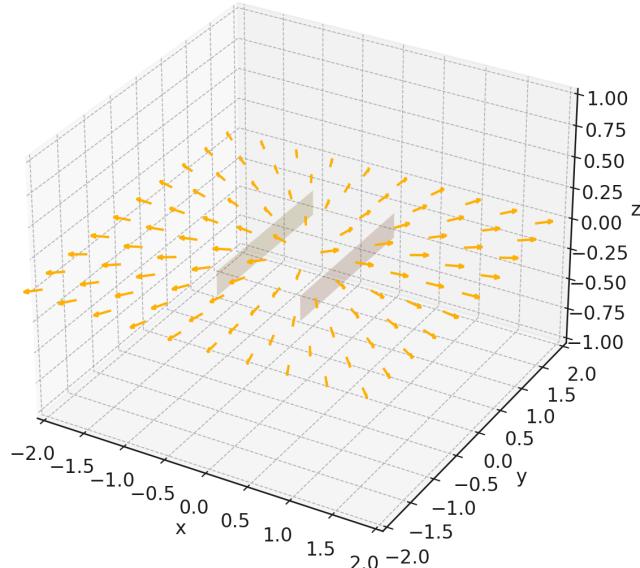
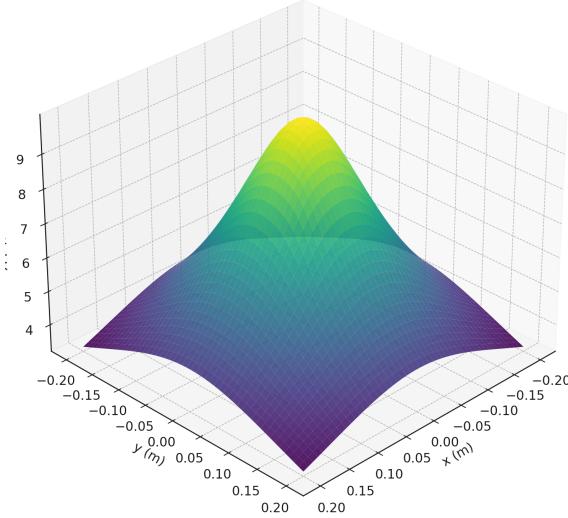


Figure 2.6: Simulation Python du champ électrostatique radial (modèle coplanaire) : flèches représentant la direction et l'intensité locale du champ entre deux électrodes planes.

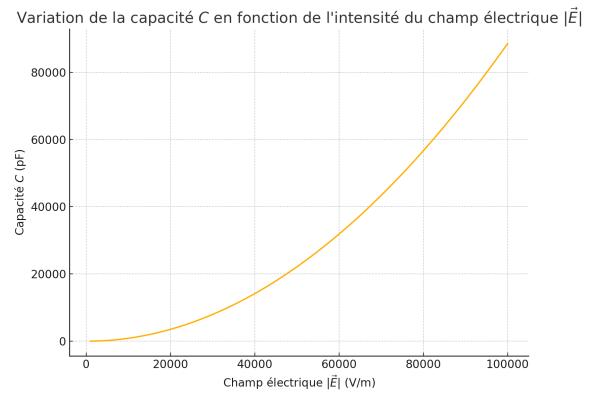
## 2.4 Effet de la géométrie sur le potentiel et la capacité mesurée

Répartition du potentiel  $V(\vec{r})$  perturbée par l'approche d'une main



### Répartition du potentiel perturbé

Cette visualisation 3D montre le potentiel  $V(\vec{r})$  généré par une électrode plane, perturbé localement par la présence d'un conducteur (main). L'apparition d'une bosse représente l'augmentation locale du potentiel causée par la modification des conditions aux limites. Cela entraîne une redistribution des lignes de champ et une augmentation de la capacité mesurée.



### Variation de la capacité avec le champ

Cette courbe illustre la relation quadratique entre l'intensité du champ électrique  $|E|$  et la capacité  $C$ . Elle découle de l'expression intégrale de l'énergie électrostatique. Plus le champ est intense (proximité de la main), plus la capacité augmente, ce qui justifie le principe de détection capacitive utilisé dans notre projet.

Figure 2.7: Visualisation conjointe du potentiel perturbé (gauche) et de la dépendance de la capacité au champ électrique (droite).

## 2.5 Simulation de la capacité en fonction de la distance (COMSOL)

Afin d'étudier le comportement d'un capteur capacitif en fonction de la distance entre les électrodes, nous avons utilisé le module de simulation COMSOL Multiphysics. Ce simulateur permet de modéliser numériquement le champ électrique entre les plaques ainsi que la capacité équivalente, en prenant en compte la géométrie, les matériaux, et les conditions aux limites.

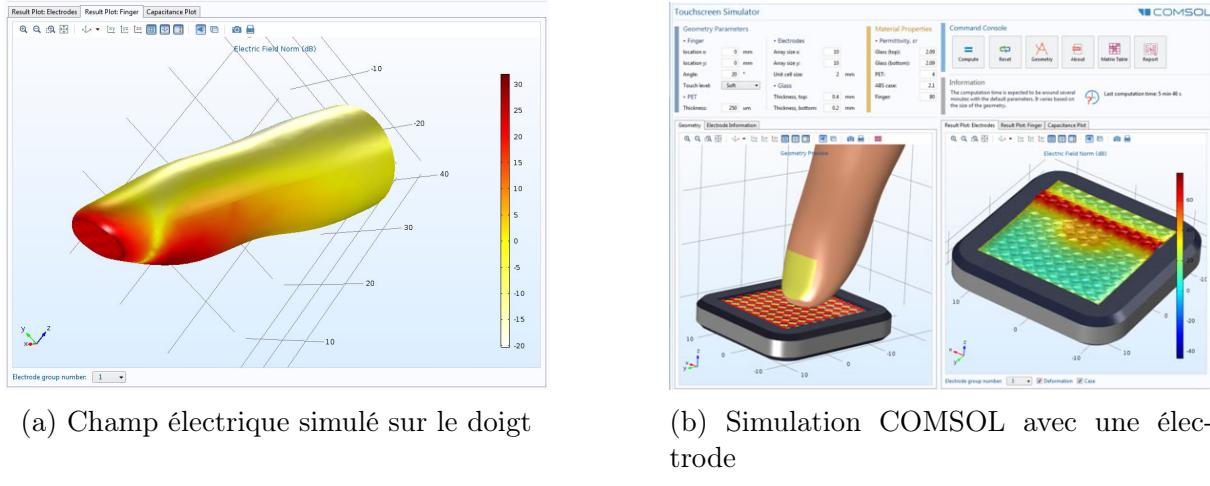


Figure 2.8: Visualisation du champ électrique dans COMSOL pour un capteur capacitif

Ce type de modélisation permet d'évaluer l'évolution du champ électrique (à droite) et d'étudier la distribution de potentiel et la capacité générée par l'interaction géométrique (à gauche). Dans notre cas, une géométrie simplifiée a été simulée, avec variation de distance entre électrodes parallèles.

Le graphique suivant présente les résultats obtenus : la capacité en picofarads est représentée en fonction de la distance entre les plaques (allant de 0 à 10 cm) :

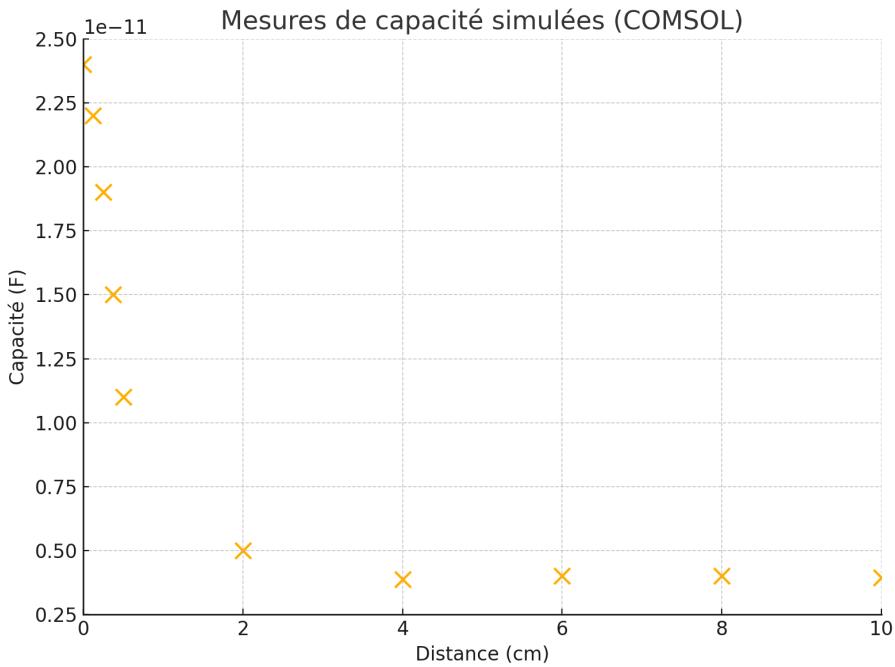


Figure 2.9: Capacité simulée en fonction de la distance entre les électrodes (résultats COMSOL)

On observe :

- une décroissance rapide de la capacité pour des distances faibles ( $< 1 \text{ cm}$ ), avec des valeurs comprises entre  $2.4 \cdot 10^{-11} \text{ F}$  et  $1.1 \cdot 10^{-11} \text{ F}$  ;
- un plateau capacatif au-delà de  $2 \text{ cm}$ , autour de  $4 \cdot 10^{-12} \text{ F}$  ;
- un comportement conforme à l'évolution attendue d'un condensateur plan :  $C = \varepsilon \frac{S}{d}$ , avec une influence visible des effets de frange simulés par COMSOL.

Ce résultat valide l'intérêt de l'approche capacitive pour mesurer des distances ou des déplacements avec une bonne sensibilité, notamment dans les zones de faible écart entre les plaques.

## 2.6 Modèle électrique équivalent du capteur capacitif : approche HBA

Afin de mieux interpréter les interactions entre la main de l'utilisateur et le capteur capacitif, nous introduisons un **modèle électrique équivalent** représentatif du système étudié. Ce modèle est appelé **HBA (Human Body Approximation)**. Il permet de relier les caractéristiques géométriques et physiques du système aux composants électriques équivalents.

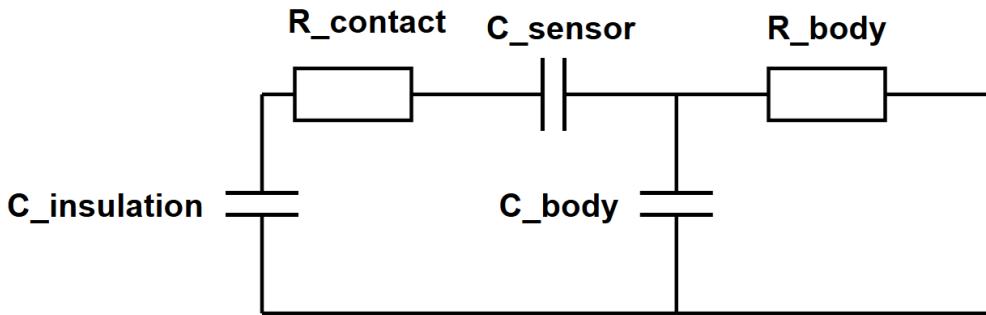


Figure 2.10: Modèle électrique équivalent du capteur capacitif (HBA)

Ce schéma regroupe les éléments suivants :

- $C_{\text{insulation}}$  : capacité parasite introduite par l'isolant (verre, plastique) entre l'environnement et l'électrode.
- $R_{\text{contact}}$  : résistance de contact entre la peau et l'électrode, liée à la pression ou à l'humidité.
- $C_{\text{sensor}}$  : capacité active entre la main et l'électrode, **mesurée** via le conditionneur présenté en section 3.
- $C_{\text{body}}$  : capacité répartie du corps humain (main, bras, torse...) vue du point de contact.
- $R_{\text{body}}$  : résistance interne modélisant la conductivité du corps humain.

Ce modèle HBA s'intègre naturellement dans la chaîne d'analyse précédemment présentée :

- Il prolonge les résultats obtenus dans COMSOL (section 2.3),
- Il structure la modélisation électrique vue par le conditionneur (section 3),
- Il sert de base à l'interprétation du comportement du système en présence de variations physiques (proximité de la main, humidité...).

## 3

# Étude et Validation du Conditionneur Capacitif

Dans cette partie, nous nous intéressons à la structure interne du conditionneur capacitif, en analysant successivement son principe de fonctionnement, sa conception théorique, puis sa réalisation concrète et ses performances expérimentales.

## 3.1 Principe et Fonctionnement Théorique

Le schéma du conditionneur réalisé dans le cadre de ce projet peut être décomposé en trois sous-circuits fonctionnels distincts, chacun ayant un rôle bien défini dans la chaîne de traitement du signal capacitif. Ces sous-circuits sont représentés ci-dessous et encadrés par des couleurs (rouge, vert et bleu) pour faciliter leur identification.

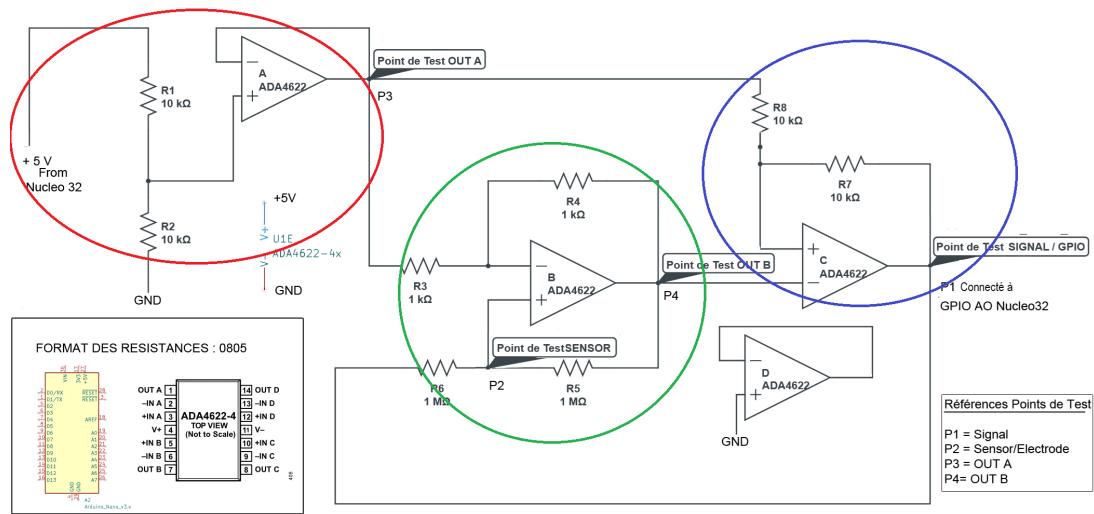


Figure 3.1: Schéma du conditionneur avec repérage fonctionnel des sous-circuits

- **Zone rouge – Génération de la tension de référence (2,5V) :**

Cette partie du circuit, située à gauche, est constituée d'un pont diviseur de tension (R1 et R2) alimenté en 5V depuis la carte STM32. Un amplificateur opérationnel monté en suiveur (canal A du circuit intégré ADA4622) permet de générer une tension stable de 2.5 V avec une impédance de sortie faible. Cette tension de référence est essentielle car elle sert de seuil fixe pour le comparateur à hystérésis situé plus loin dans le circuit.

- **Zone verte – Générateur de courant et interface capteur :**

Cette section au centre du schéma constitue le cœur du conditionneur. Elle contient un amplificateur opérationnel (canal B) utilisé comme source de courant commandée, permettant de charger ou décharger la capacité connectée au point **SENSOR** (ou P2). Le courant constant traversant cette capacité produit une variation linéaire de la tension, qui sera ensuite utilisée comme signal d'entrée pour le comparateur. Ce bloc est l'interface directe avec le capteur capacitif réel (plaqué reliée à l'environnement extérieur).

- **Zone bleue – Comparateur à hystérésis :**

Enfin, la dernière partie à droite correspond à un comparateur construit à l'aide de l'amplificateur opérationnel (canal C). Ce montage compare la tension aux bornes de la capacité (venant du bloc vert) à la tension de référence de 2.5 V (venant du bloc rouge). Grâce à la rétroaction via les résistances R7 et R8, il crée une hystérésis permettant la génération d'un **signal carré** en sortie, dont la **fréquence dépend directement de la capacité**. Ce signal est ensuite lu par un GPIO de la carte STM32 pour interprétation.

Cette présentation fonctionnelle permet d'avoir une vue d'ensemble claire du rôle de chaque sous-bloc du conditionneur. Les détails du fonctionnement théorique, du dimensionnement, et des équations associées seront traités dans les sections suivantes.

### 3.1.1 Génération de la référence 2.5V (zone rouge)

La première étape du conditionneur consiste à générer une tension de référence stable de 2.5 V, utilisée plus loin comme seuil de comparaison. Cette tension doit non seulement être précise, mais aussi disponible avec une impédance de sortie suffisamment faible pour être utilisée par le comparateur sans influencer son comportement.

**Montage utilisé :**

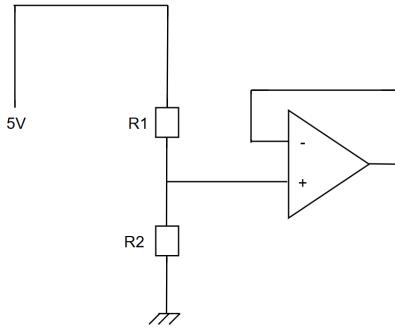


Figure 3.2: Pont diviseur de tension suivi d'un suiveur d'impédance

Un pont diviseur constitué de deux résistances égales  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  est connecté entre la tension d'alimentation 5 V et la masse. On obtient donc une tension au milieu du pont :

$$V_{\text{div}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 5 \text{ V} = \frac{1}{2} \cdot 5 = 2.5 \text{ V}$$

Cette tension est ensuite appliquée à l'entrée non-inverseuse d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur (aussi appelé buffer). Le montage suiveur permet d'obtenir en sortie exactement 2.5 V, mais avec une impédance de sortie très faible, ce qui évite toute chute de tension lors de l'alimentation du comparateur.

Ce montage assure ainsi une référence stable et exploitable pour les autres blocs du conditionneur. Il joue un rôle crucial dans le bon fonctionnement du comparateur à hystérésis en fournissant un seuil fixe pour la détection des variations capacitatives.

### 3.1.2 Générateur de courant à courant constant (Zone verte)

Le circuit de la zone verte correspond à un générateur de courant commandé en tension. Ce sous-circuit permet de charger une capacité (placée au point de test SENSOR) de façon linéaire à l'aide d'un courant constant, ce qui est une condition essentielle pour générer un signal de fréquence exploitable.

#### Principe de base :

Une capacité chargée à courant constant suit la relation :

$$Q = C \cdot V \quad \text{et} \quad I = \frac{dQ}{dt} \Rightarrow V(t) = \frac{I \cdot t}{C}$$

Cela signifie que la tension aux bornes de la capacité croît linéairement dans le temps si le courant  $I$  est constant.

#### Montage utilisé :

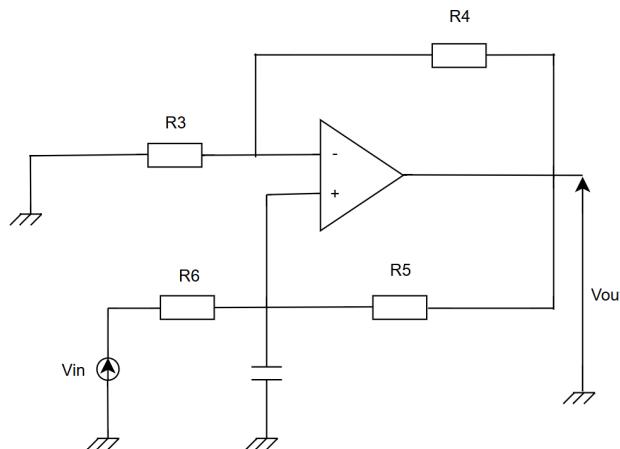


Figure 3.3: Montage source de courant commandé en tension utilisé pour charger la capacité

Le montage repose sur un amplificateur opérationnel, des résistances de rétroaction ( $R_3 = R_4$ ), et des résistances de polarisation ( $R_5, R_6$ ) permettant de fixer le courant injecté dans la capacité.

#### Analyse théorique :

On applique le principe fondamental de l'AOP en régime linéaire :

$$V^- = V^+ \quad \text{et} \quad \varepsilon = V^+ - V^- = 0$$

Détaillons ces deux expressions :

- Tension à l'entrée inverseuse  $V^-$  (pont diviseur de retour) :

$$V^- = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_3 + R_4}$$

Tension à l'entrée non-inverseuse  $V^+$  (loi de Millman) :

Le nœud  $V^+$  est connecté à trois éléments : - la résistance  $R_6$  venant de la source  $V_{in}$ , - la résistance  $R_5$  venant de la sortie  $V_{out}$ , - la capacité (vers la masse), dont l'impédance n'intervient pas directement dans l'équilibre instantané du nœud.

On applique donc la loi de Millman :

$$V^+ = \frac{\frac{V_{in}}{R_6} + \frac{V_{out}}{R_5}}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}}$$

C'est une moyenne pondérée entre  $V_{in}$  et  $V_{out}$ , en fonction des impédances associées.

### Tension à l'entrée inverseuse $V^-$ :

L'entrée inverseuse est reliée à un pont diviseur constitué de  $R_3$  et  $R_4$ , avec  $V^-$  donné par :

$$V^- = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_3 + R_4}$$

Si  $R_3 = R_4$ , on obtient simplement :

$$V^- = \frac{V_{out}}{2}$$

### Égalité $V^+ = V^-$ et calcul du courant :

En régime linéaire, on impose  $V^+ = V^-$ , d'où l'égalité :

$$\frac{\frac{V_{in}}{R_6} + \frac{V_{out}}{R_5}}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}} = \frac{V_{out}}{2}$$

On peut alors isoler  $V_{out}$ , ou bien utiliser cette relation pour déduire que le courant dans la branche de charge (à travers  $R_6$ ) est :

$$i = \frac{V_{in}}{R_6}$$

Cela reste vrai tant que la structure impose un équilibre de tension linéaire, et que  $V_{in} \in \{0 \text{ V}, 5 \text{ V}\}$ .

### Exemple numérique :

Avec  $R_6 = 1 \text{ M}\Omega = 10^6 \Omega$ , et  $V_{in} = 5 \text{ V}$  :

$$i = \frac{5}{10^6} = 5 \mu\text{A}$$

Le courant est donc constant pendant toute la phase de charge ou de décharge, ce qui permet une linéarisation parfaite du signal de tension aux bornes de la capacité, et donc une fréquence d'oscillation parfaitement déterminée.

### 3.1.3 Comparateur à hystérésis (Zone bleue)

Le troisième sous-circuit du conditionneur est un comparateur à hystérésis, chargé de transformer la variation linéaire de tension aux bornes de la capacité en un signal logique carré à fréquence variable. Cette fréquence est ensuite mesurée par le microcontrôleur pour en déduire la valeur de la capacité.

#### Montage utilisé :

Le montage met en œuvre un amplificateur opérationnel monté en comparateur non-inverseur, avec rétroaction positive assurée par les résistances  $R_7$  et  $R_8$ . Le schéma équivalent est présenté ci-dessous :

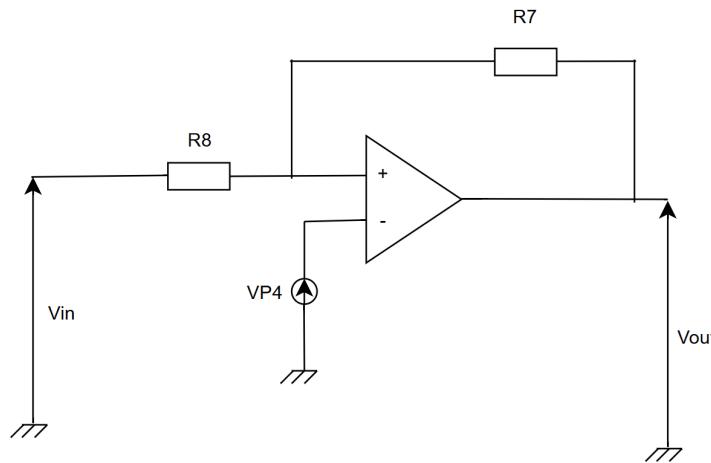


Figure 3.4: Comparateur à hystérésis avec rétroaction positive

L'entrée non-inverseuse est soumise à une tension variable  $V_{in}$  (provenant du générateur de courant et de la charge de la capacité), tandis que l'entrée inverseuse est polarisée à une tension fixe  $V_e = 2.5$  V via un pont diviseur suivi d'un montage suiveur d'impédance.

#### Étude du seuil de basculement :

La tension  $V_+$  à l'entrée non-inverseuse dépend de la tension de sortie  $V_s$  et des résistances de rétroaction :

$$V_+ = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \cdot V_s$$

On a donc :

$$\varepsilon = V_+ - V_- = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \cdot V_s - V_e$$

Le comparateur bascule lorsque  $\varepsilon = 0$ , c'est-à-dire lorsque :

$$V_s \cdot \frac{R_8}{R_7 + R_8} = V_e$$

Analysons les deux cas limites :

- Si  $V_s = V_{dd} = 5 \text{ V}$ , alors :

$$V_{seuil-} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \cdot 5 - 2.5$$

- Si  $V_s = 0 \text{ V}$ , alors :

$$V_{seuil+} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \cdot 0 - 2.5 = -2.5 \text{ V}$$

Dans le cas particulier où  $R_7 = R_8$ , alors  $\frac{R_8}{R_7 + R_8} = \frac{1}{2}$ , et les seuils deviennent symétriques :

$$V_{seuil+} = 2.5 \text{ V}, \quad V_{seuil-} = -2.5 \text{ V}$$

### Comportement du comparateur :

- Lorsque  $V_{in} > 2.5 \text{ V}$ , la sortie bascule à  $0 \text{ V}$
- Lorsque  $V_{in} < -2.5 \text{ V}$ , la sortie bascule à  $5 \text{ V}$

Ce comportement crée une hystérésis, c'est-à-dire une zone de tolérance qui évite les commutations intempestives dues au bruit. Il en résulte un signal carré propre, qui change d'état selon que la tension du capteur dépasse ou descend en dessous des seuils définis.

### Sens de parcours des commutatrices

Les segments verticaux de la boucle d'hystérésis, appelés *commutatrices*, ne sont parcourus que lorsque la sortie du comparateur  $V_{S2}$  bascule d'un rail de saturation à l'autre.

*Descente (commutatrice de gauche).* On part de l'état où  $V_{S2} = +V_{\text{sat}}$ . En diminuant progressivement la tension d'entrée de l'intégrateur  $V_{S1}$ , on atteint le seuil négatif donné par

$$V_{S1} = -\frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{\text{sat}}.$$

La sortie commute alors instantanément vers  $-V_{\text{sat}}$  ; le segment vertical est parcouru de haut en bas.

*Montée (commutatrice de droite).* Depuis l'état  $-V_{\text{sat}}$ , si l'on augmente  $V_{S1}$ , la bascule se produit quand

$$V_{S1} = +\frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{\text{sat}},$$

et le segment est parcouru de bas en haut.

### Action de la capacité – lois de rampe

L'intégrateur réalise la relation

$$V_{S2} = \frac{R_6 C}{2} \frac{dV_{S1}}{dt}.$$

- Lorsque  $V_{S2} = +V_{\text{sat}}$ ,  $V_{S1}$  croît linéairement :

$$V_{S1}(t) = \frac{2V_{\text{sat}}}{R_6 C} t + \text{const.}$$

- Lorsque  $V_{S2} = -V_{\text{sat}}$ ,  $V_{S1}$  décroît linéairement :

$$V_{S1}(t) = -\frac{2V_{\text{sat}}}{R_6 C} t + \text{const.}'$$

### Période d'oscillation

Sur un demi-cycle, l'intégrateur voit la tension constante  $\pm V_{\text{sat}}$ . L'aire sous la courbe impose

$$\frac{R_6 C}{2} \int_0^{T/2} \frac{dV_{S1}}{dt} dt = -V_{\text{sat}} \frac{T}{2}.$$

En tenant compte des valeurs de  $V_{S1}$  aux instants de commutation, on trouve

$$T = 2 R_6 C, \quad \Rightarrow \quad F = \frac{1}{2 R_6 C}.$$

### Interprétation pratique

- *Réglage de la fréquence* : faire varier  $C$  revient à ajuster la pente des rampes, donc la période  $T$ .
- *Stabilité* :  $R_7$  et  $R_8$  fixent les seuils d'hystérésis, améliorant l'immunité au bruit.
- *Boucle fermée* : la sortie  $V_{S2}$  est carrée, l'entrée  $V_{S1}$  est triangulaire, et la fréquence suit  $F = 1/(2R_6C)$ .

## 3.2 Simulation du conditionneur capacitif sous PartQuest

Une simulation du circuit complet a été réalisée avec l'outil **PartQuest** afin de valider le comportement attendu du conditionneur capacitif. Celui-ci est conçu pour convertir une variation de capacité en un signal numérique à fréquence variable, en exploitant une source de courant, un comparateur à hystérésis, et une tension de référence à 2.5 V.

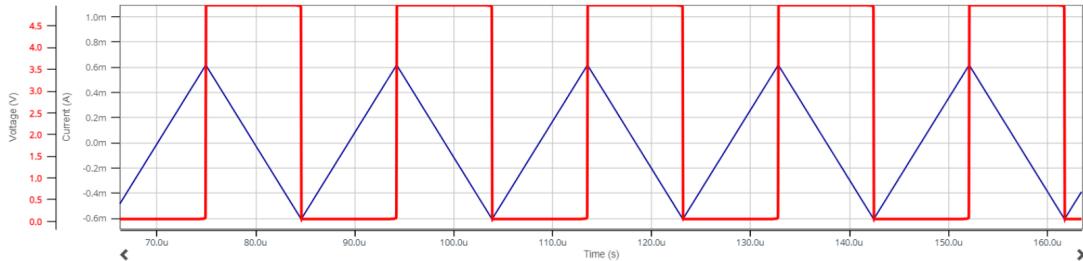


Figure 3.5: Sortie du conditionneur capacitif : signal carré obtenu après comparaison entre la tension du capteur (dents de scie) et la tension de référence. Ce signal pourra être traité par un microcontrôleur.

La figure 3.5 montre la sortie du comparateur. On observe un signal carré oscillant entre 0 V et 5 V, dont la fréquence est directement liée à la capacité  $C_{\text{sensor}}$ . En effet, plus cette capacité est grande (proximité d'un objet, par exemple un doigt), plus la montée/descente en tension est lente, et plus la fréquence diminue.

**Validation du modèle :** Les résultats obtenus valident le fonctionnement attendu du conditionneur :

- Le signal de sortie est propre, avec des fronts raides et une fréquence régulière.
- La référence à 2.5 V est bien maintenue stable.
- Le système est réactif à la variation de la capacité, ce qui confirme la faisabilité du principe de mesure basé sur la conversion capacité → fréquence.

Cette simulation permet ainsi de valider le dimensionnement des composants et de confirmer la pertinence de l'architecture retenue avant tout prototypage matériel.

### 3.3 Réalisation du circuit conditionneur sur KiCad

Afin de concrétiser la conception du conditionneur capacitif, nous avons utilisé l'environnement **KiCad** pour la réalisation du circuit imprimé. Ce processus a comporté plusieurs étapes majeures, de la saisie du schéma électrique à la fabrication physique du PCB.

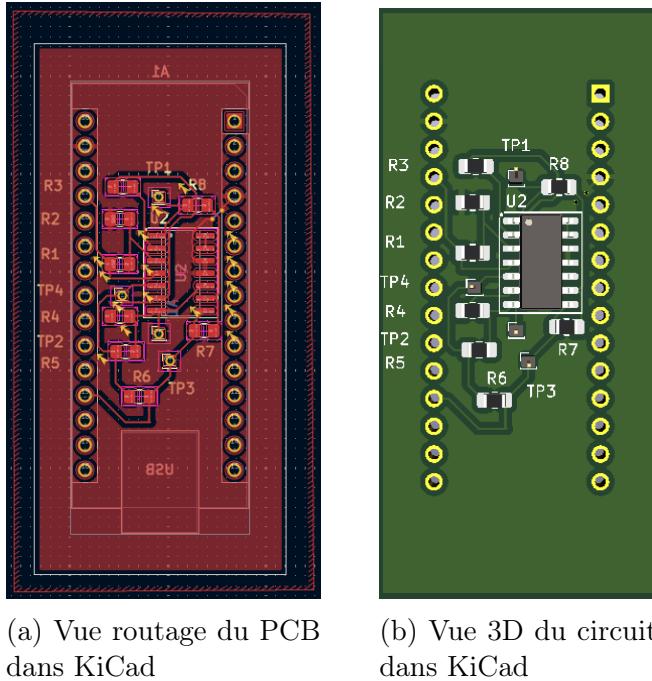


Figure 3.6: Implantation du circuit imprimé du conditionneur capacitif réalisée sous KiCad

**1. Saisie du schéma :** Le schéma du conditionneur précédemment décrit a été reproduit fidèlement dans l'éditeur de schéma de KiCad, en y incluant tous les composants passifs ainsi que le circuit intégré **ADA4622-4AZ** contenant quatre amplificateurs opérationnels (AOP).

**2. Routage du PCB :** Une fois le schéma électrique validé, l'étape de routage a été effectuée de manière à minimiser les interférences et éviter l'utilisation de vias, ce qui facilite la fabrication et améliore la fiabilité. Un plan de masse a été appliqué pour garantir une bonne immunité électromagnétique et stabiliser le potentiel de référence du circuit.

**3. Miroitage du circuit :** Le PCB a été miroité dans l'éditeur de disposition afin d'être placé correctement sous le conditionneur dans son boîtier final.

**4. Fabrication :** Le PCB a été découpé à l'aide d'une découpeuse laser dans une plaque recouverte de cuivre, conformément au contour généré dans KiCad.

**5. Soudure manuelle :** Tous les composants CMS ont ensuite été soudés manuellement sur le circuit.

## 3.4 Étude expérimentale du conditionneur

L'objectif de cette étude expérimentale est de valider le bon fonctionnement du conditionneur capacitif réalisé, en vérifiant point par point les éléments critiques du circuit. Plusieurs étapes ont été suivies afin de qualifier à la fois le comportement statique (alimentation, référence) et dynamique (oscillations en réponse à une capacité).

### 3.4.1 Contrôle des alimentations et de la référence

Dans un premier temps, les tensions d'alimentation de l'amplificateur opérationnel ont été vérifiées à l'aide d'un multimètre. Une attention particulière a été portée à la référence de demi-alimentation ( $V_{ref} = 2.5$  V) générée par un pont diviseur suivi d'un suiveur. Cette tension fixe est essentielle pour la symétrie du signal de sortie du comparateur à hystérésis.

### 3.4.2 Mesure de la capacité parasite du montage

En laissant l'entrée du comparateur ouverte (aucune capacité connectée), une oscillation stable a été mesurée en sortie du conditionneur à l'aide de l'oscilloscope. La fréquence mesurée est de :

$$f = 112.63 \text{ kHz}$$

Connaissant la fréquence d'oscillation et les valeurs des composants passifs utilisés, la capacité parasite  $C_p$  du montage peut être estimée à l'aide de la formule suivante :

$$C_p = \frac{1}{R \cdot f} \approx 8.88 \text{ pF}$$

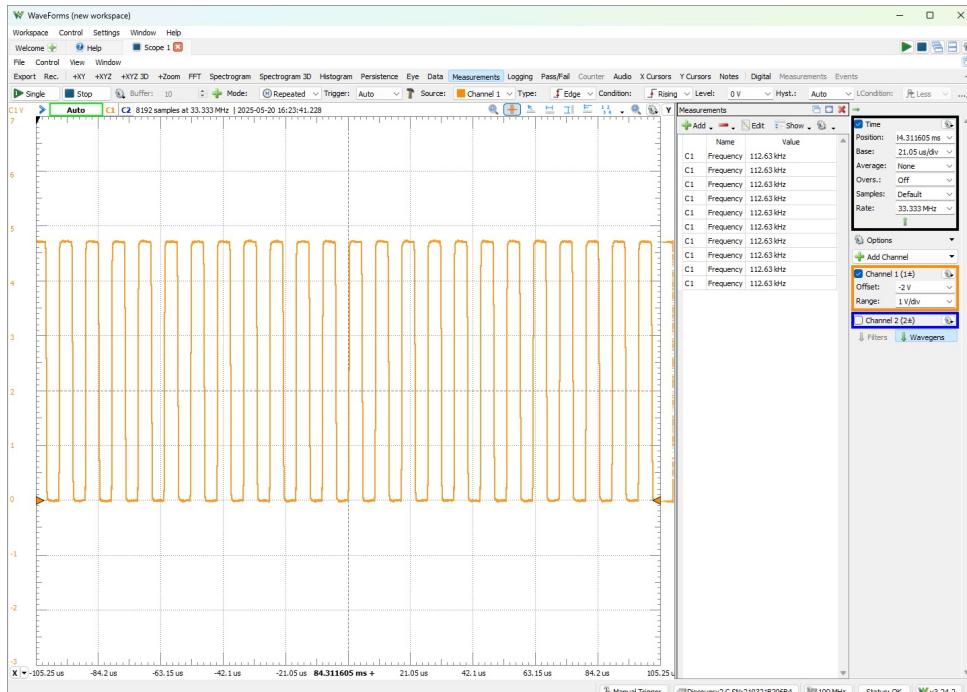


Figure 3.7: Fréquence d'oscillation mesurée en l'absence de capacité connectée

### 3.4.3 Analyse des signaux sur les points de test

Les différents points de test (TP1 à TP4) ont été sondés pour observer le comportement du signal à travers le conditionneur. Une capacité de référence de  $10\text{ pF}$  a été insérée, permettant de visualiser l'évolution des signaux en fonction du temps. Voici les captures associées :

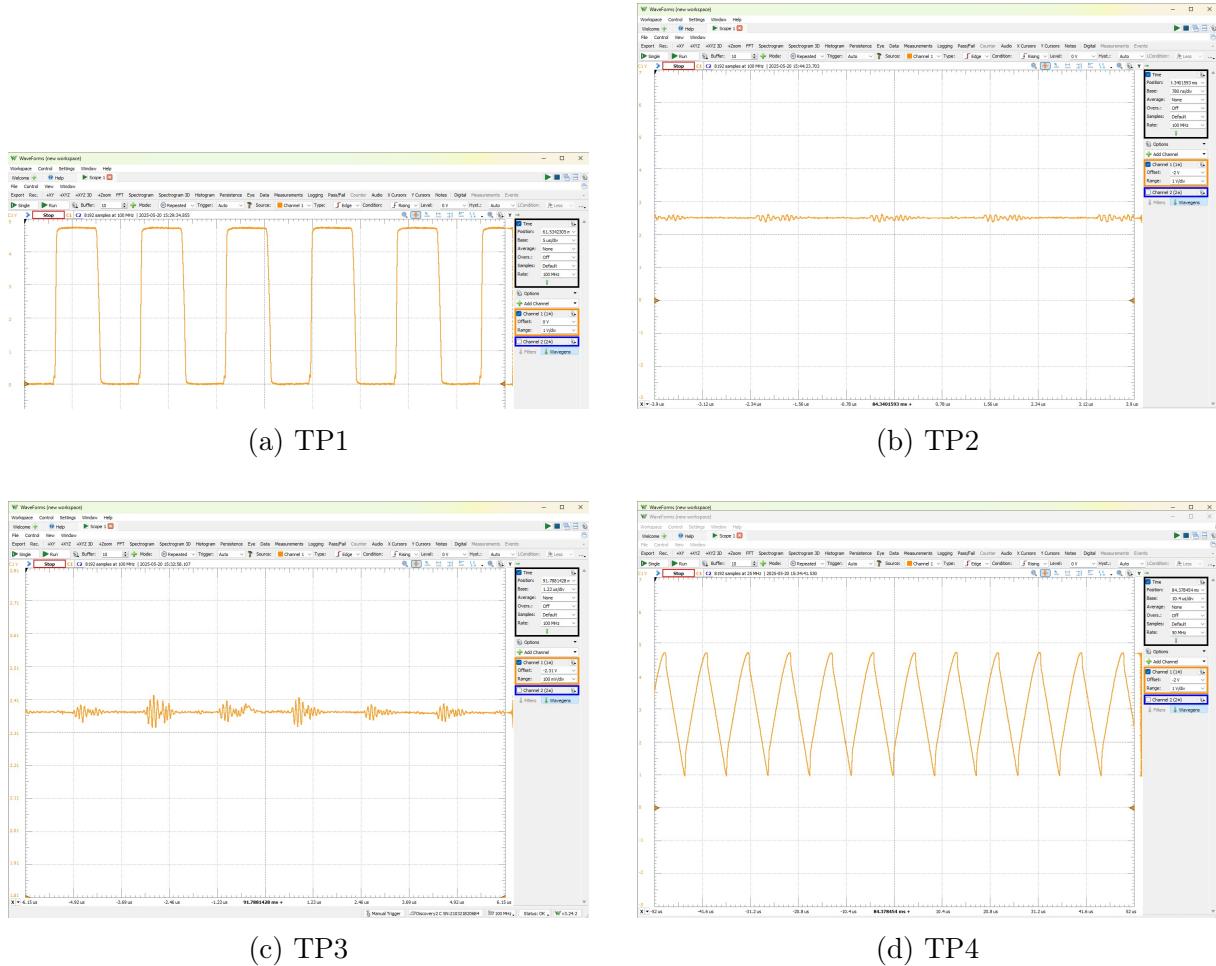


Figure 3.8: Mesures expérimentales sur les différents points du conditionneur capacitif

### 3.4.4 Test de détection par électrode et influence de la masse

Une électrode métallique (morceau de PCB) a été connectée à l'entrée du conditionneur. Les variations de fréquence ont été observées selon deux scénarios :

- Électrode touchée ou non par la main
- Masse flottante vs masse connectée au GND du circuit

L'approche de la main modifie la capacité équivalente vue par le conditionneur, entraînant une variation mesurable de la fréquence d'oscillation. Ces tests permettent de valider la sensibilité du système aux modifications capacitatives.

# 4

## Récupération des fréquences et commande des servomoteurs avec le STM32

Le microcontrôleur **STM32** joue un rôle central dans le traitement du signal issu du conditionneur capacitif. Il mesure les fréquences de deux signaux grâce aux timers configurés en mode *Input Capture* et contrôle ensuite la vitesse de deux servomoteurs en fonction des capacités mesurées.

### 4.1 Mesure des fréquences via les callbacks

Les timers TIM2 et TIM3 du STM32 sont configurés pour capturer les fronts montants des signaux carrés issus du conditionneur capacitif. L'écart entre deux captures successives permet de calculer la période et donc la fréquence. Le schéma suivant détaille le fonctionnement des callbacks déclenchés à chaque front montant :

#### 4.1.1 Organigrammes de traitement

La figure 4.1 est exécutée quand l'interruption provient du TIM\_CHANNEL\_1 (`htim->Channel == HAL_TIM_ACTIVE_CHANNEL_1`).

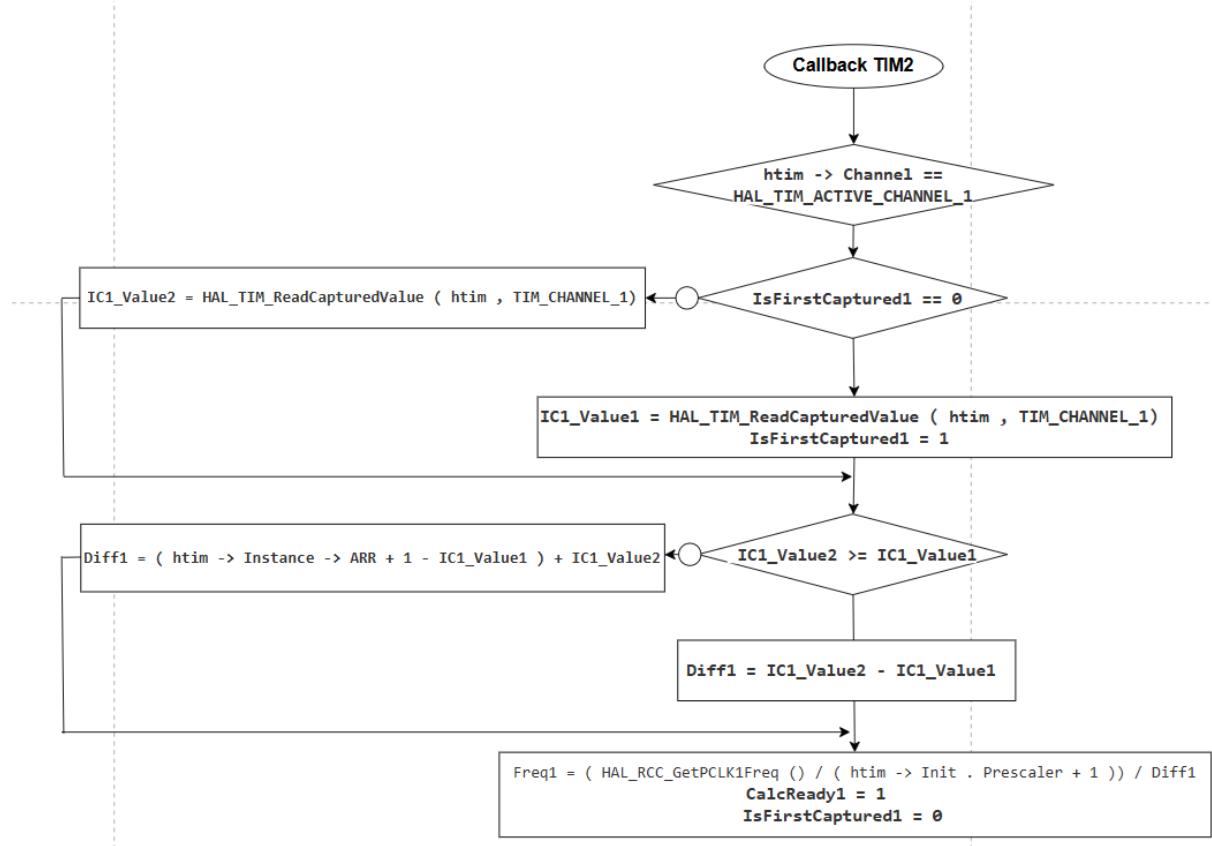


Figure 4.1: Séquence de capture pour le canal 1.

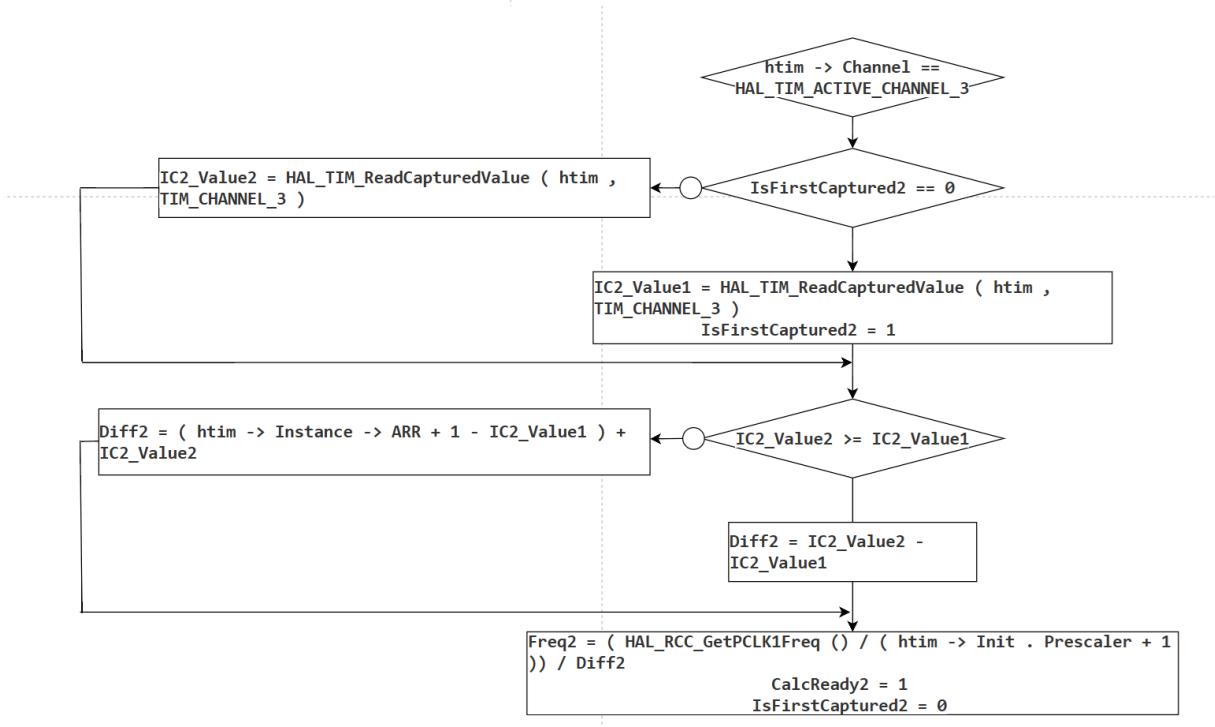


Figure 4.2: Séquence de capture pour le canal 3.

Lors de l'interruption suivante, le canal actif est `TIM_CHANNEL_3` ; on applique alors l'organigramme de la figure 4.2.

#### Étapes du `HAL_TIM_IC_CaptureCallback()`

1. Filtrage du timer : `if (htim->Instance == TIM2)`.
2. Sélection du canal actif : `TIM_CHANNEL_1` ou `TIM_CHANNEL_3`.
3. Premier front capturé ? Test de `IsFirstCapturedX`.
  - Si 0 : mémoriser `ICx_Value1`, puis mettre `IsFirstCapturedX = 1`.
  - Si 1 : lire `ICx_Value2` et poursuivre.
4. Calcul du nombre de tops  $\Delta N$  :

$$\text{Diff}_x = \begin{cases} \text{IC}_x\text{\_Value}_2 - \text{IC}_x\text{\_Value}_1, & \text{si pas de débordement,} \\ (\text{ARR} + 1 - \text{IC}_x\text{\_Value}_1) + \text{IC}_x\text{\_Value}_2, & \text{sinon.} \end{cases}$$

5. Conversion en fréquence :

$$\text{Freq}_x = \frac{f_{\text{bus}}}{(\text{Prescaler} + 1) \text{Diff}_x}, \quad f_{\text{bus}} = \text{HAL\_RCC\_GetPCLK1Freq}().$$

Puis `CalcReadyX = 1` et `IsFirstCapturedX = 0`.

## 4.2 Commande des servomoteurs par PWM

Les deux servomoteurs sont commandés par signaux PWM générés par les timers. En fonction de la fréquence mesurée par le capteur, la vitesse de rotation est modulée par un coefficient (`Set_Speed`) allant de 0 à 1. La figure suivante illustre le câblage des servomoteurs au STM32 :

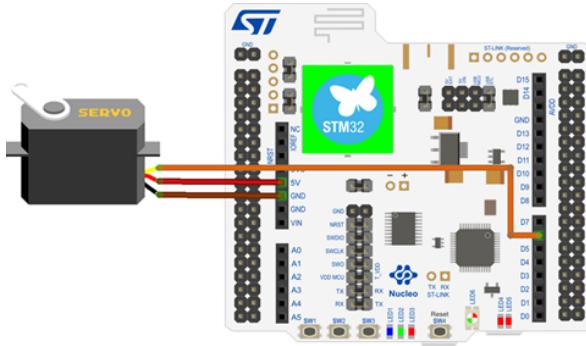


Figure 4.3: Connexion d'un servomoteur au microcontrôleur STM32 Nucleo

Ce système permet une réponse adaptative en temps réel, traduisant les variations capacitatives (et donc de proximité ou de pression) en une commande motrice efficace pour le robot.

### 4.2.1 Calcul des capacités et génération des commandes PWM

Une fois les fréquences mesurées, elles sont converties en valeurs de capacité selon la formule :

$$C = \frac{1}{f \cdot R}$$

où  $R$  est une résistance de charge connue. Ces valeurs sont ensuite converties en entiers, affichées via UART pour le monitoring, puis utilisées pour ajuster dynamiquement la vitesse des servomoteurs :

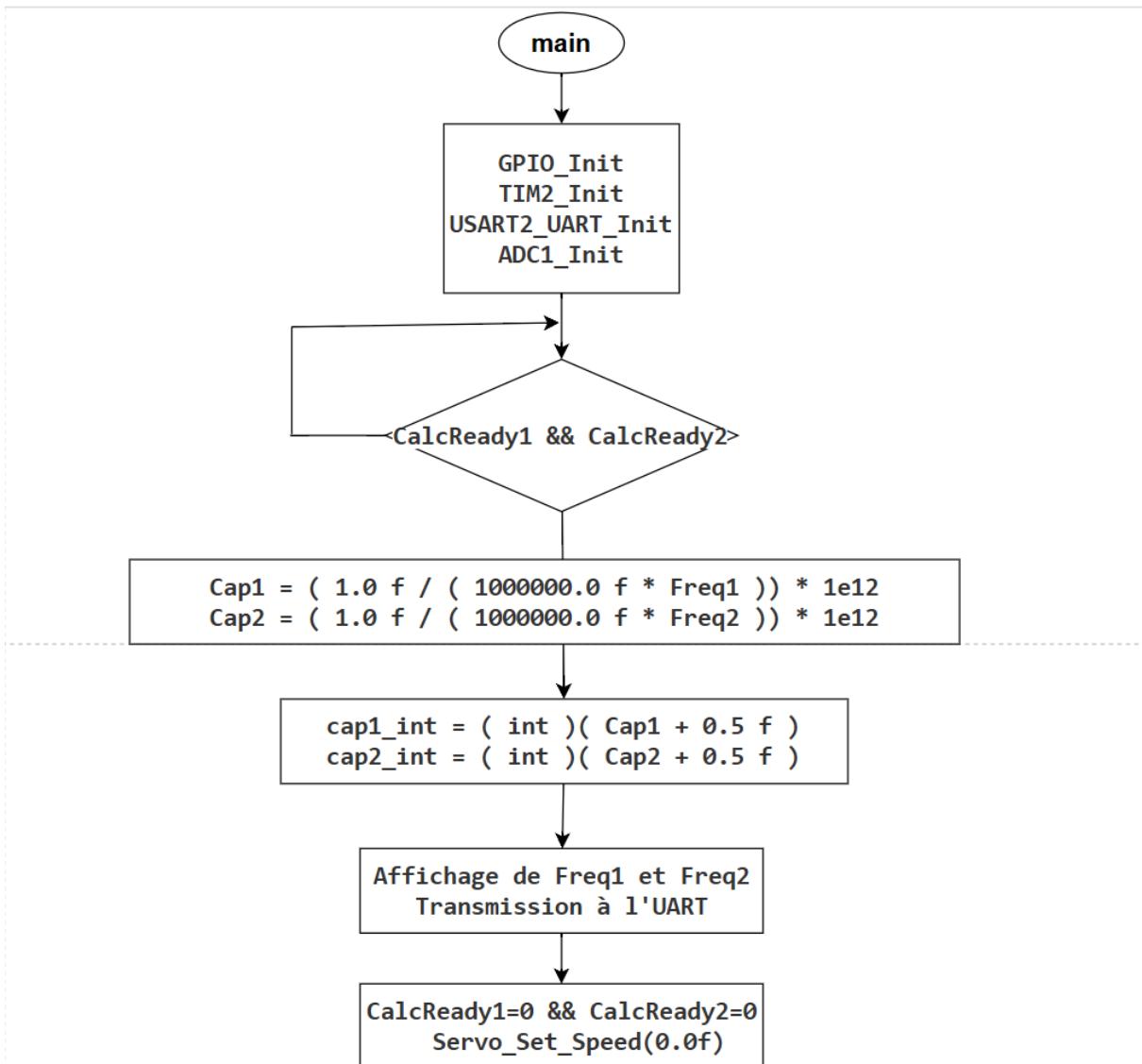


Figure 4.4: Algorithme principal : calculs de capacité, affichage

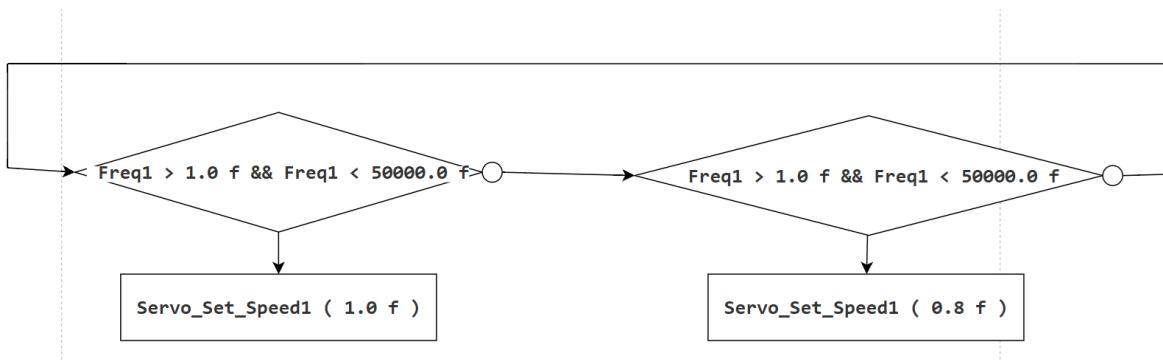


Figure 4.5: Algorithme principal : commande moteur avec les 2 premiers seuils

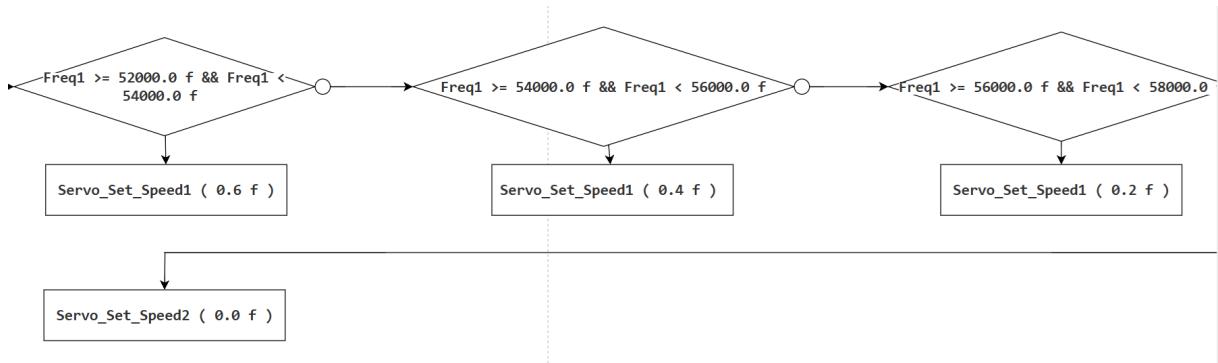


Figure 4.6: Algorithme principal : commande moteur avec les 3 seuils suivant et le cas d’arrêt

Ainsi, l’ensemble du traitement forme une *boucle temps-réel* entièrement intégrée : à chaque front montant des signaux issus du conditionneur capacitif, les timers capturent deux instants, déduisent la période puis la fréquence ; ces fréquences sont aussitôt converties en capacités via la constante de charge  $R$ .

Les valeurs obtenues sont comparées à des seuils pour produire une consigne PWM comprise entre 0 et 1, directement chargée dans les registres CCR des canaux 2 et 4 de TIM2, ce qui module le rapport cyclique et donc la vitesse des servomoteurs. En parallèle, les mesures brutes (fréquences) et dérivées (capacités) sont transmises sur l’UART pour le diagnostic, tandis que les indicateurs `CalcReady` sont réinitialisés afin de préparer la capture suivante.

Ce chaînage *acquisition → calcul → action*, exécuté des centaines de fois par seconde, assure une réponse fluide et fidèle : toute variation capacitive — qu’elle provienne d’une proximité, d’une pression ou d’un changement d’environnement — se traduit instantanément par un ajustement de la position ou de la vitesse moteur, garantissant au système une adaptativité et une robustesse adaptées aux applications robotiques et interactives exigeantes.

## 4.3 Validation expérimentale sur banc d'essai

Le montage final — carte STM32, capteurs capacitifs, servomoteurs et plaque d'expérimentation — est illustré figure 4.7. Les deux électrodes reproduisent la géométrie étudiée dans la partie théorique : une plaque de référence et une électrode  $E_{cap}$  connectée à l'intégrateur.

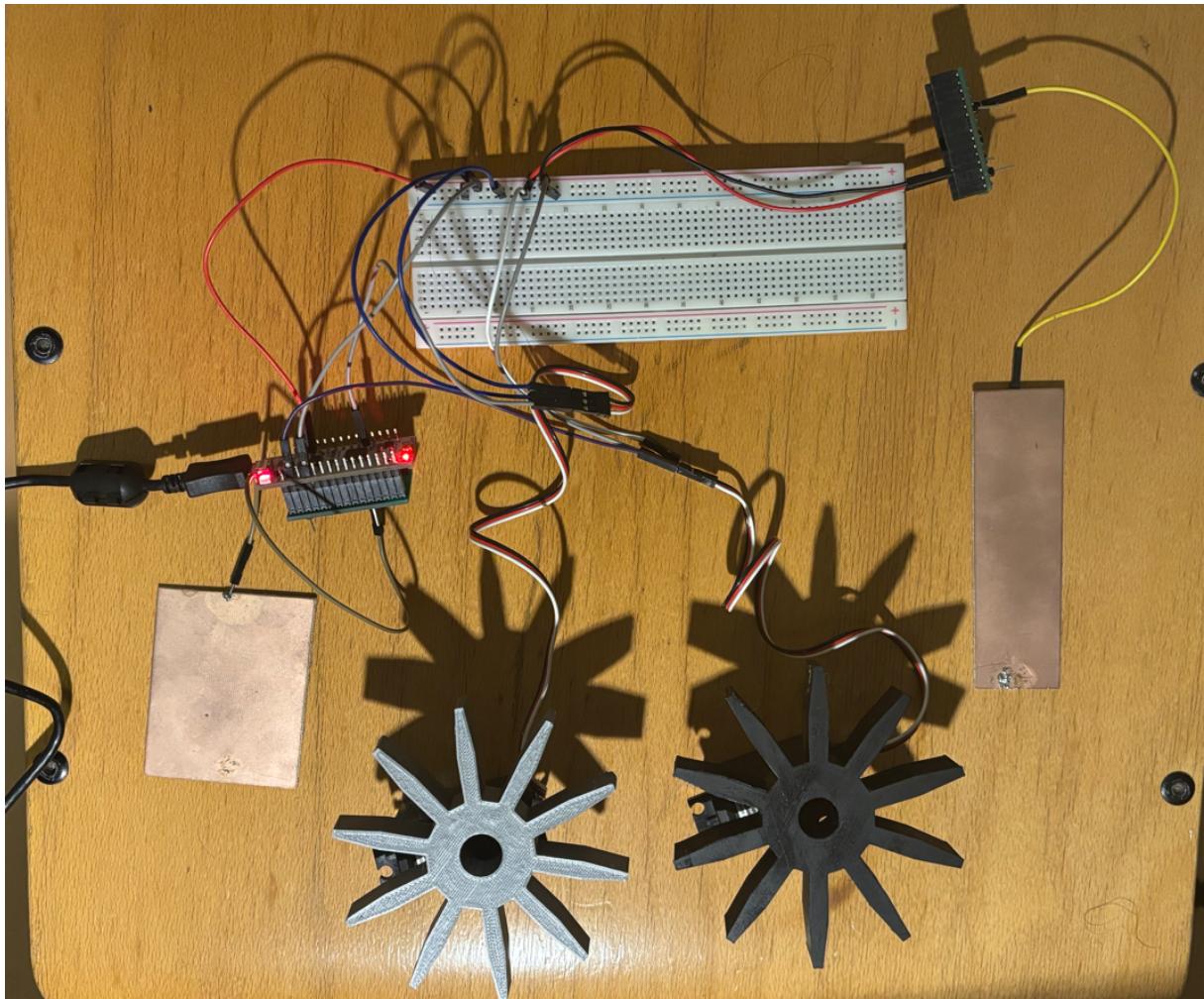


Figure 4.7: Banc d'essai complet : STM32 Nucleo, breadboard, électrodes capacitatives et servomoteurs.

### Observation des seuils

En approchant progressivement la main de l'électrode  $E_{cap}$ , les fréquences mesurées traversent successivement les cinq plages définies (cf. 4.2.1). On observe bien :

- un **palier de vitesse** pour chaque intervalle de distance, conforme aux seuils programmés;
- un arrêt net (`speed = 0`) lorsque la main s'éloigne au-delà de la dernière plage, validant la fonction de sécurité.

## Fréquences parasites et champ radial

Lorsque l'écart mécanique entre la plaque de référence et  $E_{\text{cap}}$  varie de quelques millimètres, on voit apparaître des *fréquences parasites* :

$$f_{\text{parasite}} \simeq f_{\text{cap}} \pm 5\text{--}10\%$$

Ces perturbations proviennent du **champ radial résiduel** étudié au chapitre 3 : le couplage capacitif n'est plus purement vertical, des lignes de champ latérales traversent l'air et la breadboard, modifiant la charge vue par l'intégrateur et, par conséquent, la fréquence d'oscillation. Le phénomène devient critique lorsque la distance entre les deux électrodes matérielles n'est pas conforme au modèle (écart trop faible ou inclinaison).

**Conclusion.** Les essais confirment la correspondance entre *distance main*  $\rightarrow$  *fréquence*  $\rightarrow$  *seuil*  $\rightarrow$  *PWM*. Ils mettent également en évidence la sensibilité du système aux variations géométriques, justifiant l'importance du dimensionnement et de l'alignement abordés dans la partie théorique sur le champ radial.

# 5

## Détection de collision par capteur piézoélectrique

Pour détecter la présence de déchets ou d'obstacles lors du déplacement du robot, un capteur **piézoélectrique** est utilisé. Ce type de capteur présente l'avantage de générer une tension en réponse à une contrainte mécanique appliquée, comme un choc ou une vibration.

### 5.1 Principe de fonctionnement

Un matériau piézoélectrique génère une différence de potentiel lorsqu'il est soumis à une force mécanique. Dans notre application, ce matériau est compressé lors de l'impact avec un objet. La déformation mécanique entraîne une réorganisation des charges électriques internes, ce qui crée une tension mesurable aux bornes du capteur.

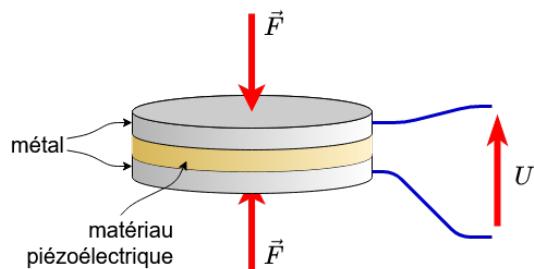


Figure 5.1: Principe du capteur piézoélectrique utilisé pour détecter les collisions

### 5.1.1 Modèle mathématique

La tension  $U$  générée par un capteur piézoélectrique est proportionnelle à la force  $F$  appliquée :

$$U = \frac{d_{33} \cdot F}{C}$$

où :

- $d_{33}$  est le coefficient piézoélectrique (en  $\text{CN}^{-1}$  ou  $\text{VmN}^{-1}$ ) spécifique au matériau utilisé,
- $F$  est la force appliquée (en newtons),
- $C$  est la capacité équivalente du capteur (en farads).

Ce signal est ensuite amplifié et conditionné pour être exploité par un microcontrôleur, qui détecte un dépassement de seuil comme un événement de collision.

## 5.2 Intégration dans le système robotique

Le capteur piézoélectrique est fixé sur la coque du robot. Lors d'une collision avec un objet tel qu'un déchet, la force mécanique appliquée sur le capteur est convertie en une tension électrique. Cette tension est ensuite mesurée par le microcontrôleur STM32 via le convertisseur analogique-numérique (ADC).

### 5.2.1 Traitement du signal par le STM32

Le microcontrôleur est configuré pour mesurer périodiquement la tension délivrée par le capteur piézoélectrique. Ce traitement repose sur le module ADC (convertisseur analogique/numérique) intégré dans le STM32. La tension est échantillonnée et convertie en une valeur numérique, exploitée ensuite pour détecter les événements de collision.

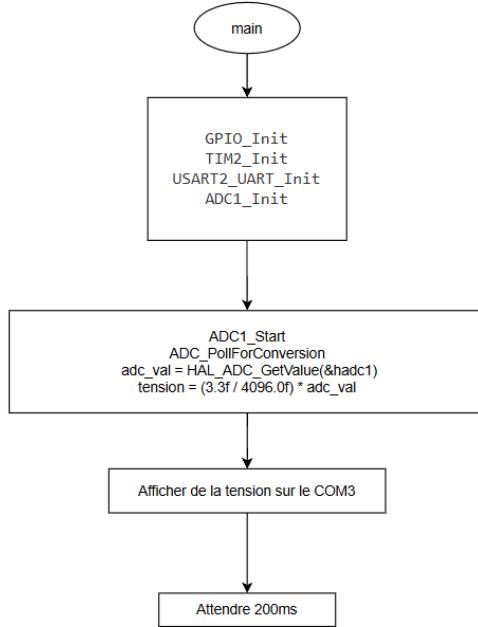


Figure 5.2: Organigramme de lecture et affichage de la tension du capteur piézoélectrique via le STM32

### 5.2.2 Description du programme

Le programme embarqué exécute les étapes suivantes :

1. Initialisation des périphériques essentiels : GPIO, Timer 2, USART2 pour la communication série, et ADC1 pour la mesure analogique.
2. Démarrage de la conversion analogique via le module ADC.
3. Lecture de la valeur convertie (`adc_val`) et calcul de la tension effective selon la formule :

$$\text{tension} = \left( \frac{3.3}{4096} \right) \cdot \text{adc\_val}$$

où 3.3 V est la tension de référence du microcontrôleur et 4096 correspond à la résolution 12 bits de l'ADC.

4. Affichage de la tension mesurée sur le port série COM3 (via USART).
5. Pause de 200ms avant la prochaine mesure, pour éviter les lectures trop fréquentes et lisser les variations.

Cette méthode permet d'exploiter efficacement le capteur piézoélectrique comme détecteur d'impact ou de vibration, avec un temps de réponse rapide et une intégration simple dans le système embarqué.

### 5.3 Limites du capteur piézoélectrique pour la détection de déchets

Le capteur piézoélectrique utilisé pour la détection d'impact présente plusieurs limites dans un environnement marin réel :

- **Sensibilité aux vagues** : le capteur réagit à toute vibration mécanique, y compris celles générées par les vagues ou les remous naturels de l'eau. Cela peut entraîner des détections faussement positives (faux positifs), rendant difficile la distinction entre un vrai choc avec un déchet et un simple mouvement du bateau.
- **Dépendance au poids et à la nature du déchet** : les objets très légers (comme les sacs plastiques fins) ou souples peuvent ne pas générer une force suffisante pour produire une tension mesurable. Ainsi, certains déchets risquent de passer inaperçus.
- **Zone de détection limitée** : étant un capteur ponctuel, le piezo ne permet pas une détection spatiale étendue ou directionnelle sans multiplier les capteurs autour de la coque, ce qui alourdit la conception.

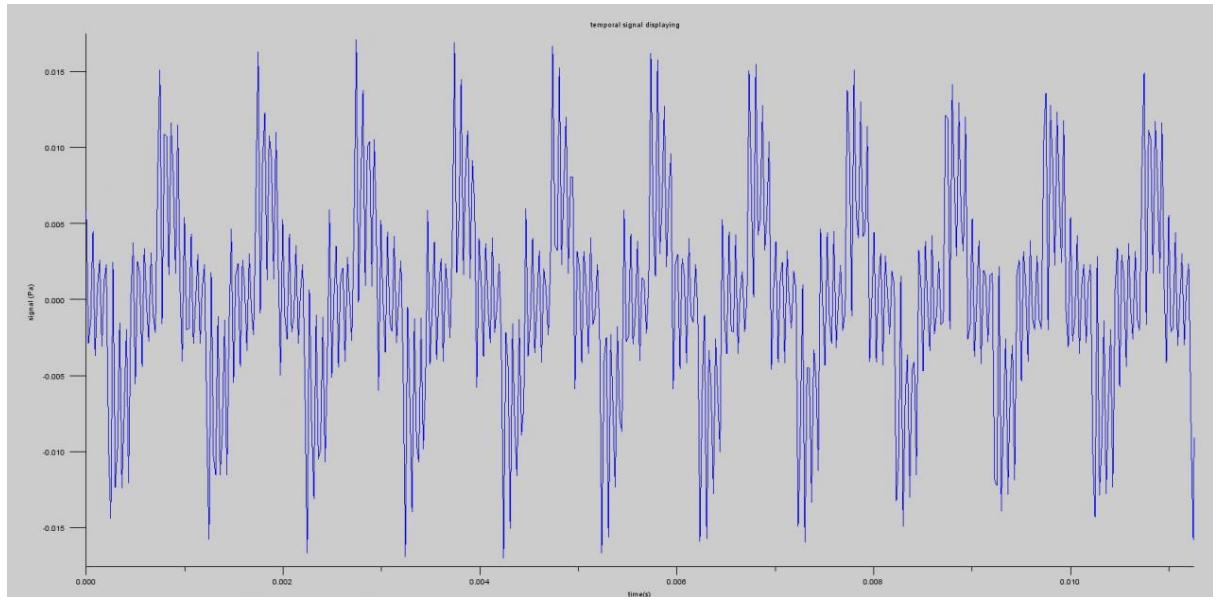


Figure 5.3: Effet des vagues sur les signaux du capteur piézoélectrique

# 6

## Conception de la maquette 3D sous Autodesk Maya

La modélisation 3D permet de valider très tôt l'ergonomie du bateau (propulsion à roues à aubes, emplacement de la caméra et du pont supérieur) et d'anticiper les contraintes d'impression ou de moulage. Nous avons choisi **Autodesk Maya 2025** – licence éducation – en raison de ses outils rapides de *poly-modeling* et de sa compatibilité directe avec les tranchesuses STL.

### 6.1 Workflow de modélisation

1. **Références et gabarits.** Import d'esquisses 2D (*image planes*): profil et vue de dessus d'un mini remorqueur. L'échelle globale est fixée à 180 mm de long.
2. **Coque principale.**
  - Création d'un *cube* (**PolyCube**) subdivisé  $4 \times 2 \times 6$  ;
  - activation du mode *symmetry +Z* afin de travailler seulement sur la moitié ;
  - extrusion successive des arêtes basses pour obtenir la courbure de carène puis *bevel* du liston.
3. **Pont et cheminée.**
  - Un **PolyCylinder** aplati constitue la passerelle ;
  - la cheminée est un cylindre  $r = 15$  mm extrudé vers le haut et creusé (*inset + extrude*).
4. **Roue à aubes.**
  - Base : **PolyCylinder** de 50 mm.
  - Aubes : **PolyCube**  $60 \times 10 \times 3$  mm dupliqué  $\times 10$  avec **Duplicate** → **Rotation Y = $36^\circ$** .
  - Fusion (**Mesh** → **Combine**) puis *boolean union*.

5. **Assemblage symétrique.** Duplique-symétrie de la roue (`Scale X = -1`) pour la placer à bâbord. Les axes moteurs seront imprimés séparément.
6. **Nettoyage et lissage.** `Mesh → Smooth` (divisions = 1) sur la coque uniquement. Vérification `Mesh → Cleanup` pour supprimer faces non-manifold.

## 6.2 Aperçus de la scène

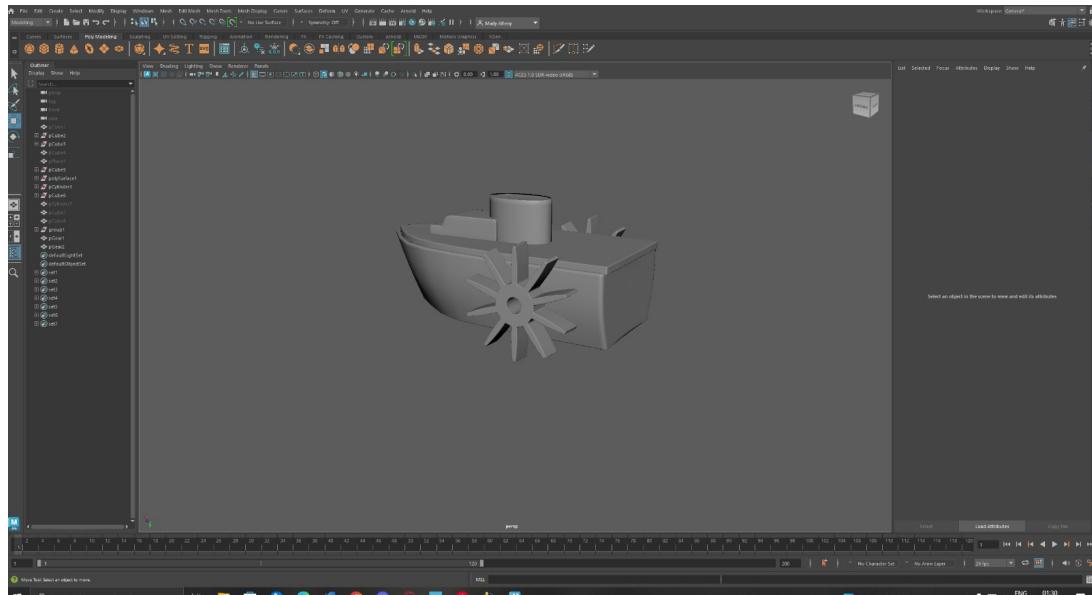


Figure 6.1: Vue d'ensemble dans l'interface Maya 2025 : outliner, viewport et histogramme de timeline utilisés uniquement pour le positionnement.

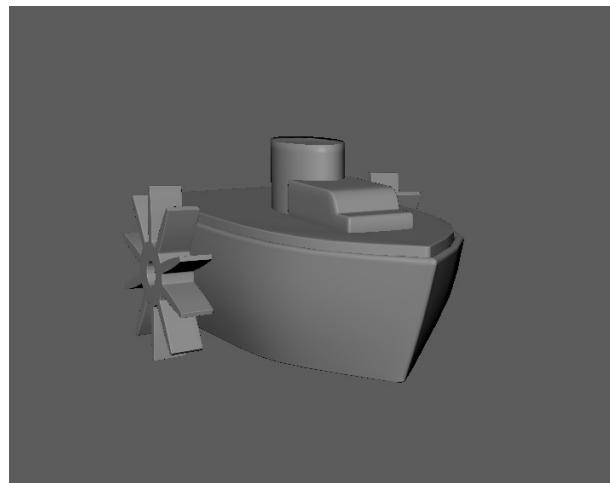


Figure 6.2: Rendu clay – la géométrie finale après lissage léger. Les roues à aubes sont bien alignées avec l'axe médian ; la cheminée et le pont recevront la caméra et l'électronique.

# 7

## Perspectives : vers une télécommande sans-fil complète

### 7.1 Fonctionnalité non aboutie : la liaison Bluetooth sur l'UART

Le prototype actuel boucle l'asservissement des servomoteurs à bord du microcontrôleur, mais la commande reste locale (aucune interaction humaine pendant la navigation). L'objectif initial était pourtant d'ouvrir la **liaison série UART** vers un module Bluetooth de type HC-05/ESP32 afin de :

- *recevoir* des consignes de vitesse ou de trajectoire depuis une application Android ;
- *transmettre* en retour les mesures de capacité et la vidéo embarquée pour superviser le robot en temps réel.

Cette intégration n'a pas pu être finalisée, essentiellement par manque de temps pour :

1. développer le *firmware* UART non bloquant et le multiplexage avec les interruptions TIM2 déjà utilisées ;
2. concevoir l'application mobile (GUI, décodage vidéo, paramètres PID) ;
3. valider la robustesse RF en environnement aquatique – la coque et la ligne d'eau peuvent atténuer le signal.

## 7.2 Modèle hybride capteur capacitif–Bluetooth

Nous proposons toutefois une "architecture évolutive" qui marie les mesures capacitives et une passerelle Bluetooth :

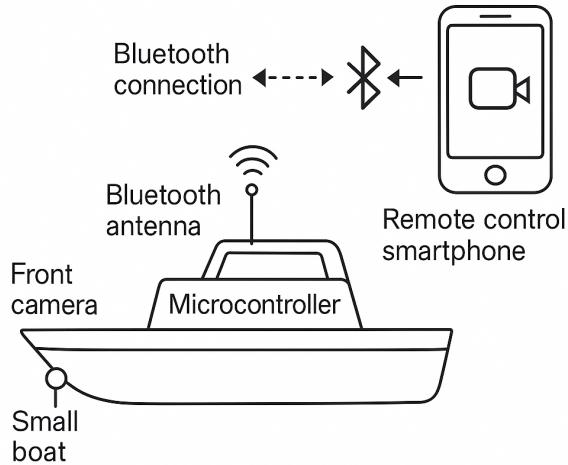


Figure 7.1: Concept : bateau télécommandé par Bluetooth avec caméra frontale.

- Le microcontrôleur STM32 reste le cœur de l'acquisition (*Input Capture*, calcul de capacité, PWM).
- Un module Bluetooth « classic » ou BLE, connecté à l'UART 2, relaie les mesures et reçoit les ordres :  $\text{Freq} \rightarrow C \rightarrow \text{PWM}$ .
- La caméra frontale diffuse le flux vidéo au smartphone (Wi-Fi ou BLE Audio Video sur ESP32-CAM, par exemple). Le traitement de bord n'est pas chargé, l'utilisateur voit ce que voit le bateau.
- L'application mobile affiche:
  1. le retour vidéo,
  2. les valeurs de capacité (proximité/flottabilité),
  3. un *joystick* virtuel ou sliders,
  4. une télémétrie basique (batterie, RSSI).
- En cas de rupture radio, un *watch-dog* logiciel replace les servomoteurs à vitesse nulle afin d'éviter la dérive.

## Proximité et flottabilité — définitions dans notre contexte

- **Proximité** désigne ici la distance instantanée entre l'environnement (main de l'utilisateur, paroi du bassin, obstacle) et l'électrode capacitive du bateau. Plus l'objet conducteur ou semi-conducteur s'approche, plus la permittivité apparente du milieu augmente, ce qui se traduit par une élévation mesurable de la capacité  $C$ . Cette information est exploitée pour ralentir ou corriger la trajectoire avant collision.
- **Flottabilité** correspond à la hauteur d'enfoncement de la coque (ligne de flottaison). Lorsque le bateau s'alourdit ou gîte, la surface mouillée de l'électrode de référence se modifie ; l'eau — à forte constante diélectrique — fait alors varier la capacité détectée. En suivant cette valeur, on obtient un indicateur de charge (batterie, prise d'eau) ou de stabilité, sans avoir recours à un capteur de pression ou à un inclinomètre dédié.

## 7.3 Plan d'implémentation

1. **Firmware** : bibliothèque LL\_USART + DMA circulaire pour une liaison 115 200 Bd sans surcharger la CPU.
2. **Protocole** : trames binaires courtes (0xAA id valH valL CRC) pour la commande, trames ASCII pour la télémétrie (F=12345, C=47.6).
3. **Application** : Flutter ou React Native (cross-platform), WebSocket BLE pour la vidéo, canvas OpenGL pour le HUD.
4. **Tests RF** : mesure du RSSI  $> -75$  dBm sur 20 m, essais de pilotage *line-of-sight* et derrière paroi.

## Conclusion

L'ajout de la liaison Bluetooth transformerait le démonstrateur en *véritable véhicule connecté* : la mesure capacitive conserverait son rôle de capteur primaire, tandis que l'opérateur profiterait d'une interface riche et d'un retour vidéo immersif. La synergie entre ces deux technologies ouvre la voie à des applications avancées — inspection de canaux, monitoring environnemental ou robotique pédagogique — où la flexibilité et la sécurité de la commande à distance sont primordiales.

# 8

## Proposition d'une architecture alternative

Afin de dépasser ces limites, une solution technologique plus robuste serait de repenser entièrement le système de détection et de collecte, en s'inspirant des approches de robotique autonome.

Nous proposons un système reposant sur deux entités :

- Un **drone aérien** chargé de survoler les zones marines à nettoyer. Il serait équipé de caméras ou de capteurs multispectraux capables d'identifier visuellement les déchets flottants à la surface. Un algorithme de vision embarqué ou distant permettrait de localiser précisément ces déchets.
- Un **bateau robotisé autonome**, recevant les coordonnées GPS des déchets identifiés par le drone. Il naviguerait automatiquement vers ces positions pour assurer la collecte, sans intervention humaine directe.

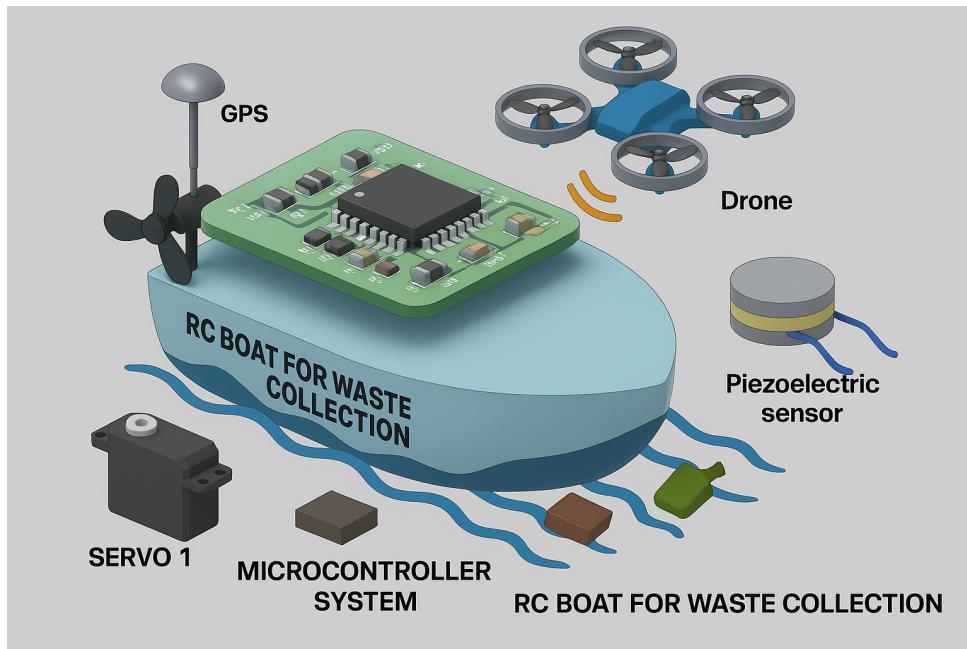


Figure 8.1: Schéma d'un drone détectant des déchets en surface

## 8.1 Avantages de l'approche alternative

- **Robustesse face aux conditions maritimes** : la détection optique par drone est moins perturbée par les vagues que la détection mécanique.
- **Autonomie totale** : la navigation du bateau n'est plus liée à une commande manuelle, mais assurée par des coordonnées GPS.
- **Extension de la zone de couverture** : le drone peut cartographier de vastes zones rapidement, ce qui optimise la couverture du nettoyage.
- **Capacité à discriminer les objets** : les algorithmes de vision peuvent être entraînés à distinguer les déchets des éléments naturels comme les feuilles ou les ombres.

## 8.2 Perspectives

Cette nouvelle approche ouvre la voie à une automatisation complète de la tâche de nettoyage, en combinant reconnaissance visuelle, géolocalisation et robotique mobile. À long terme, cette architecture pourrait être étendue à une flotte coordonnée de drones et de bateaux autonomes, opérant de manière collaborative pour nettoyer des zones entières de manière efficace et durable.

# 9

# Conclusion et perspectives futures

## Bilan global du projet

Au terme de ce projet, nous disposons d'un démonstrateur fonctionnel alliant **capteurs capacitifs**, **conditionneur analogique**, **STM32** et **actionneurs** embarqués sur une coque miniature imprimée en 3D. Les objectifs initiaux — démontrer la faisabilité d'un pilotage gestuel sans contact et valider l'électronique de conversion capacité → fréquence → PWM — ont été atteints :

- **Modélisation et théorie** Les chapitres 2 et 3 détaillent la base électrostatique (plans infinis, champ radial) et la traduction circuit (source de courant + comparateur à hystérésis).
- **Réalisations matérielles**
  1. *PCB* du conditionneur routé sous KiCad, soudé et validé expérimentalement;
  2. *Capteurs*: électrodes cuivre optimisées et testées en banc d'essai (figure 4.7);
  3. *Propulsion*: roues à aubes sur servomoteurs, montées dans une coque modélisée dans Autodesk Maya.
- **Logiciel temps-réel**
  - acquisition fréquentielle par TIM2/TIM3 en *input-capture*, filtrage et conversion en capacité ;
  - boucle PWM à 200 Hz ajustant la vitesse différentielle des deux servos;
  - télémétrie UART pour le monitoring PC.
- **Validation** La corrélation *distance main* → *fréquence* → *vitesse* a été observée sur cinq paliers, et les effets de champ radial résiduel ont été quantifiés ( $\pm 10\%$ ).

## Apprentissages techniques et méthodologiques

1. **Interdisciplinarité** Le projet a nécessité des compétences en électromagnétisme, électronique analogique, programmation embarquée, CAO PCB et modélisation 3D : une synergie rare dans un même prototype étudiant.

2. **Itérations rapides** L'usage conjugué de la simulation (COMSOL, PartQuest) et de la fabrication interne (PCB maison, impression 3D) a diminué le temps entre concept et test à moins d'une semaine par itération.
3. **Importance de la métrologie** La mise en évidence des fréquences parasites a rappelé la nécessité d'une instrumentation fine (oscilloscope FFT, sondes différentielles) pour valider des phénomènes de l'ordre du picofarad.
4. **Robustesse logicielle** Les interruptions concurrentes, la DMA et le *debouncing* capacitif ont montré que la partie firmware est aussi critique que le dimensionnement analogique.

## Limites identifiées

- **Portée du capteur** Au-delà de 6 cm, la variation de capacité devient comparable au bruit thermique ; marginaliser ce bruit nécessiterait un conditionnement différentiel ou une amplification logarithmique.
- **Sensibilité aux conditions extérieures** Taux d'humidité et conductivité de l'eau modifient la permittivité effective ; un recalibrage automatique à l'allumage serait utile.
- **Absence de pilotage sans-fil** La liaison Bluetooth envisagée (chapitre 7) n'a pas été intégrée faute de temps, limitant l'interactivité à la proximité immédiate.
- **Propulsion** Les roues à aubes génèrent un couple modéré ; une hélice immergée ou un water-jet optimiseraient le rendement énergétique.

## Perspectives à court terme

1. **Intégration Bluetooth/BLE** → module ESP32, protocole UART-DMA non bloquant, streaming des capacités et retour commande virtuelle (§ 7.2).
2. **Boucle de calibration automatique** Injection d'une référence capacitive interne, mesure à vide, stockage en EEPROM.
3. **Carénage étanche imprimé en SLA** Réduction de la masse et amélioration de l'autonomie (cible : 30 min).
4. **Algorithmme de poursuite PID** Conversion directe des valeurs de capacité en vecteur vitesse (avance + rotation) pour un pilotage plus lisse qu'un contrôle « tout ou rien ».

## Ouvertures à long terme

- **Flotte collaborative** Plusieurs bateaux capacitif-BLE, orchestrés par un drone (vision + GPS), pour nettoyer une zone côtière de manière distribuée.

- **Capteurs multi-modalité** Combiner la mesure capacitive (proximité, flottabilité) avec un LIDAR miniature ou un sonar pour la cartographie 3D de la surface.
- **Énergie renouvelable embarquée** Panneaux photovoltaïques flexibles ou récupération d'énergie par houlogénérateur ( $P \approx 1 \text{ W}$  suffirait au maintien en veille).

## Mot de la fin

Ce projet démontre qu'une *interaction gestuelle capacitive*, habituellement cantonnée aux interfaces tactiles, peut piloter un système robotique semi-immérgé tout en illustrant des notions fondamentales d'électrostatique et de traitement temps-réel. La démarche, du modèle analytique à la validation sur banc d'essai, offre un retour d'expérience précieux pour toute application cherchant à marier simplicité, robustesse et pédagogie. Nous espérons que les pistes ouvertes — commande sans-fil, détection multi-capteurs, flotte coopérative — inspireront de futurs travaux pluridisciplinaires aux croisements de l'ingénierie embarquée, de la robotique environnementale et de l'éducation scientifique.

## Bibliography

- [1] J. Green, *A History of Marine Navigation*, Oceanic Press, 2016.
- [2] S. Dufresne, *Capteurs et Instrumentation* (2<sup>e</sup> éd.), Dunod, 2020.
- [3] T. Salisbury, *Capacitive Sensors: Design and Applications*, ISA Press, 2014.
- [4] STMicroelectronics, *RM0440 – Reference Manual: STM32G4 Series*, 2023.  
[https://www.st.com/resource/en/reference\\_manual/rm0440.pdf](https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0440.pdf)
- [5] Analog Devices, *ADA4622-4: Low-Noise, Rail-to-Rail JFET Op-Amp – Datasheet*, 2022.  
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4622-4.pdf>
- [6] COMSOL AB, *Modeling Capacitive Touch Sensors in COMSOL Multiphysics*, Application Note, 2021.
- [7] A. C. Hladky, *Piezoelectric Sensors and Actuators*, Springer, 2018.
- [8] K. Townsend, C. Cuno, *Getting Started with Bluetooth Low Energy*, O'Reilly Media, 2014.
- [9] Autodesk, *Maya 2025 User Guide*, Autodesk Inc., 2025.
- [10] B. Slat, *The Ocean Cleanup: Large-Scale Plastic Removal Technology*, White Paper, 2022.
- [11] M. Chauveau, J.-P. Launay, *Physique Tout-en-Un PSI* (4<sup>e</sup> éd.), Dunod, 2019.
- [12] P. Gérard, F. Bouquet, *Cours et Exercices de Physique – 2<sup>eme</sup> année PSI*, Ellipses, 2021.
- [13] United Nations Environment Programme, *From Pollution to Solution: A Global Analysis of Marine Litter*, 2021.